



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

GRAMOFONOVÝ ELEKTRONKOVÝ ZESILOVAČ

VACUUM TUBE PHONO AMPLIFIER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Ondřej Hrubý

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Tomáš Musil

BRNO 2020

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**

Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Ondřej Hrubý

ID: 186431

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Gramofonový elektronkový zesilovač

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Návrh a realizace nízkofrekvenčního elektronkového zesilovače včetně korekčního předzesilovače pro gramofon s frekvenční charakteristikou specifikovanou dle normy RIAA. Zapojení bude doplněno o laditelný korekční člen a mikroprocesor pro automatizovanou správu celého zařízení. Součástí práce bude také simulace navrženého obvodu a výsledky budou porovnány s vypočtenými a naměřenými hodnotami.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce.

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 1.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Musil

doc. Ing. Lukáš Fucík, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a simulací nízkofrekvenčního gramofonového zesilovače s použitím elektronek. Frekvenční charakteristika navrhovaného zařízení bude dle simulací odpovídat normě specifikované RIAA charakteristice. Dále je uveden princip funkce základních typů elektronek, jejich vlastnosti a přednosti pro použití v audio aplikacích. Následuje problematika přehrávání z gramofonového nosiče pomocí magnetodynamické přenosky. Proveden je také návrh podpůrného mikroprocesorového systému a napájecích zdrojů.

KLÍČOVÁ SLOVA

Nízkofrekvenční zesilovač, elektronka, ECC82, ECC83, EL34, gramofon, korekční předzesilovač, RIAA charakteristika, ultralinear zapojení, ekvalizér, mikroprocesor.

ABSTRACT

This master's thesis deals with a design and simulation of an audio power phono amplifier using vacuum tubes. The frequency response of suggested solution should comply with the norm specified by RIAA. It also describes a vacuum tube basic description and also its advantages for audio applications and principle of usage a magnetodynamic pick-up. Last part contains a design of microprocessor system and power supply.

KEYWORDS

Audio amplifier, vacuum tube, ECC82, ECC83, EL34, phonograph, phono preamplifier, RIAA characteristic, ultra-linear circuit, equalizer, microprocessor.

HRUBÝ, O. *Gramofonový elektronkový zesilovač*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky, 2020. 73 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Tomáš Musil

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Tomáši Musilovi za odborné vedení, podnětné návrhy a další cenné rady při zpracování projektu. Dále děkuji Ing. Lukáši Hrubému za asistenci při měření a diagnostice. Děkuji také Vladimíru Hrubému za významnou pomoc při realizaci konstrukce.

OBSAH

| | |
|--|-----------|
| Úvod | 7 |
| 1 Elektronika | 8 |
| 1.1 Historie..... | 8 |
| 1.2 Trioda..... | 8 |
| 1.3 Pentoda..... | 9 |
| 1.4 Dynamické parametry | 11 |
| 1.5 Konstrukce elektronek | 12 |
| 2 Gramofon | 14 |
| 2.1 Historie..... | 14 |
| 2.2 Princip funkce | 14 |
| 2.2.1 Přenoska..... | 14 |
| 2.2.2 Záznamová charakteristika | 15 |
| 3 Návrh | 18 |
| 3.1 Korekční předzesilovač..... | 18 |
| 3.2 Předzesilovač | 31 |
| 3.3 Koncový stupeň | 39 |
| 3.4 Ekvalizér | 42 |
| 3.5 Mikroprocesor..... | 47 |
| 3.6 Napájení | 51 |
| 3.6.1 Zdroj anodového napětí 430 V | 51 |
| 3.6.2 Zdroje žhavení 6,3 V a 12,6 V | 52 |
| 3.6.3 Zdroje napětí 5 V, 12 V a ± 15 V | 54 |
| 3.6.4 Návrh transformátoru..... | 55 |
| Závěr | 56 |
| Literatura | 59 |
| Seznam obrázků | 61 |
| Seznam tabulek | 62 |
| Seznam příloh | 63 |

ÚVOD

Tato práce se zabývá problematikou nízkofrekvenčních elektronkových zesilovačů a reprodukcí záznamu z gramofonových desek.

Elektronky i gramofonové desky jsou technologicky již překonané, nicméně jejich obliba opět roste. Elektronky nahradily tranzistory a gramofonové desky CD nosiče a streamovací platformy. Kvalita zvuku gramofonové desky a CD nosiče je rozdílná. CD nosiče jsou kompaktnější, snadno kopírovatelné a délka záznamu výrazně vyšší. Gramofonové desky ovšem mají potenciál ke kvalitnějšímu zvuku. Tato kvalita je podmíněna dobrým zesilovačem, který bude schopen tento záznam věrně reprodukovat. Při dobrém návrhu může tuto kvalitu nabídnout elektronkový zesilovač. Ten má sice oproti tranzistorovému vyšší zkreslení, ale nabízí výhody, které jsou tranzistorovým zesilovačem nenahraditelné.

Ve většině oblastí byly elektronky nahrazeny zcela právem. Tranzistory nabízely menší rozměry, odpadla nutnost použití vysokonapětového zdroje apod., což bylo pro mnohá zařízení jednodušším, efektivnějším a mnohdy levnějším řešením. V oblasti audiotechniky, jsou však elektronky stále s oblibou používány. Jedná se zejména o kytarové zesilovače. Hudebníci stále nedají dopustit na jejich typický zvukový projev.

Realizace takového řešení ale nese jisté problémy. Elektronkové zesilovače jsou drahé a většinou těžké. Vyžadují vysokonapětový zdroj a jejich účinnost je velmi malá. Pořízení takové soustavy je tedy otázkou požadavků na zvuk a finančních možností.

Práce se zabývá návrhem, simulací, stavbou a testováním elektronkového zesilovače. Samotný zesilovač je tvořen pěti částmi – korekční předzesilovač, předzesilovač, koncový stupeň, mikroprocesor a napájecí zdroj.

Nejprve jsou však uvedeny vlastnosti základních typů elektronek, jejich konstrukce a základní dynamické parametry potřebné pro výpočet jednotlivých zesilovacích stupňů. V další části práce je vysvětlen princip funkce gramofonové přenosky a také způsob záznamu na gramofonových deskách. Záznam je na deskách vyryt specifickým způsobem a s tím je při návrhu korekčního předzesilovače nutné počítat. Dále se práce zabývá návrhem a simulacemi jednotlivých částí zesilovače. V této části jsou uvedena základní zapojení elektronek s příslušným odvozením vzorců. Dále simulace a porovnání s vypočtenými hodnotami. Je zde také řešeno ovládání zesilovače pomocí mikroprocesoru a jeho podpůrných obvodů. Dále je uveden návrh potřebných napájecích zdrojů a na závěr měření vlastností reálného zesilovače a zhodnocení výsledků.

1 ELEKTRONKA

Tato kapitola se zabývá historií elektronek a vysvětluje principy funkce základních typů. Dále jsou uvedeny základní dynamické parametry, které jsou důležité pro návrh zesilovače.

1.1 Historie

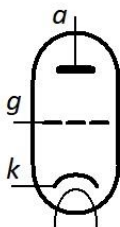
První elektronku sestrojil britský fyzik John Ambrose Fleming v roce 1904. Do klasické žárovky přidal elektrodu a vytvořil tak usměrňovací diodu. V roce 1907 tento koncept rozvinul Lee de Forest, který mezi anodu a katodu vložil další elektrodu (mřížku) a vytvořil tak první aktivní elektronickou součástku (triodu). Ta se dala využít k zesilování signálu, spínání či vytváření oscilací, což vedlo k rozmachu nových oborů – elektroniky, radiotechniky, vysílací techniky, výpočetní techniky a dalších oblastí.

V roce 1948 byl uveden na trh první tranzistor, a díky svým výhodám jej začali konstruktéři upřednostňovat. V polovině 60. let již tranzistor nahradil elektronku ve většině aplikací, tranzistor totiž umožňoval jednodušší konstrukci zařízení, výrazně menší rozměry a eliminoval použití vysokonapěťových zdrojů.

Přesto se i dnes najdou oblasti, ve kterých elektronky s výhodou naleznou své uplatnění. Zejména v oblasti audiotechniky, kde jsou využívány v kytarových zesilovačích a signálových efektech. Hudebníci je upřednostňují díky svému typickému zvukovému projevu [2].

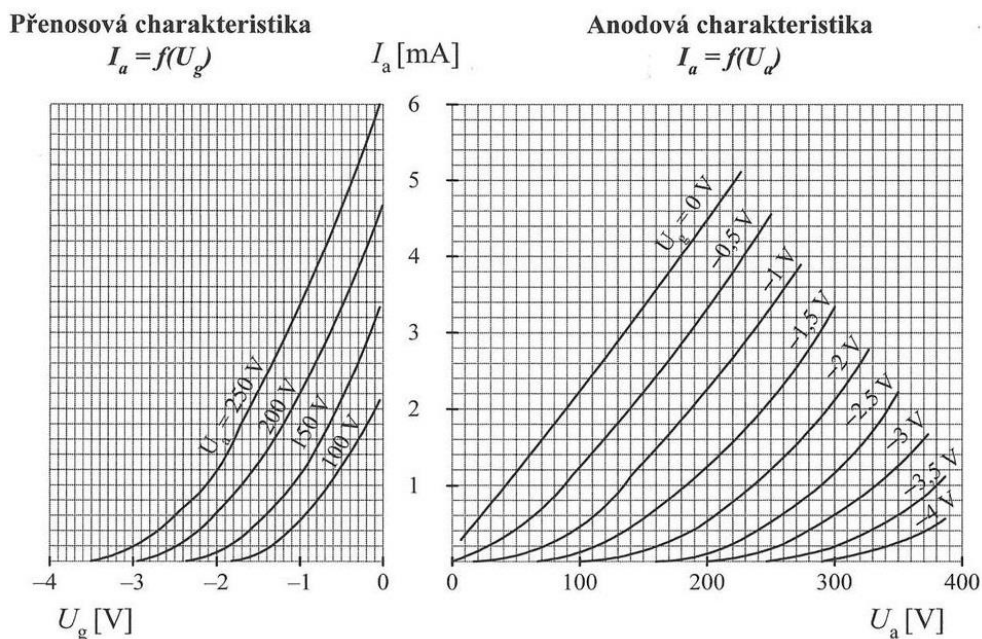
1.2 Trioda

Trioda je nejjednodušší zesilovací elektronkou, která se skládá ze tří elektrod – anody a , katody k a mřížky g . Mřížka se nachází mezi anodou a katodou a jejím úkolem je řídit proud elektronů putujících od katody k anodě. Čím zápornější je napětí (předpětí) na mřížce, tím jsou elektrony více odpuzovány a anodový proud tak klesá. Pokud předpětí dostatečně vysoké, pak může anodový proud zcela zaniknout [3].



Obr. 1 - Schématická značka triody (převzato z [2])

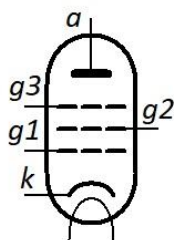
Základní charakteristiky triody, ze kterých se při návrhu vychází, jsou dvě – převodní a anodové (obr. 2). Převodní charakteristika (vlevo) vyjadřuje závislost anodového proudu I_a na mřížkovém napětí U_g při konstantním anodovém napětí U_a . Anodová charakteristika (vpravo) je závislost anodového proudu I_a na anodovém napětí U_a při konstantním mřížkovém napětí U_g . Obě charakteristiky jsou nelineární, ale v některých úsecích se lineárnímu průběhu blíží, a právě v těchto oblastech je při návrhu nejčastěji umísťován pracovní bod elektronky [18].



Obr. 2 - Převodní a anodová charakteristika triody (převzato z [2])

1.3 Pentoda

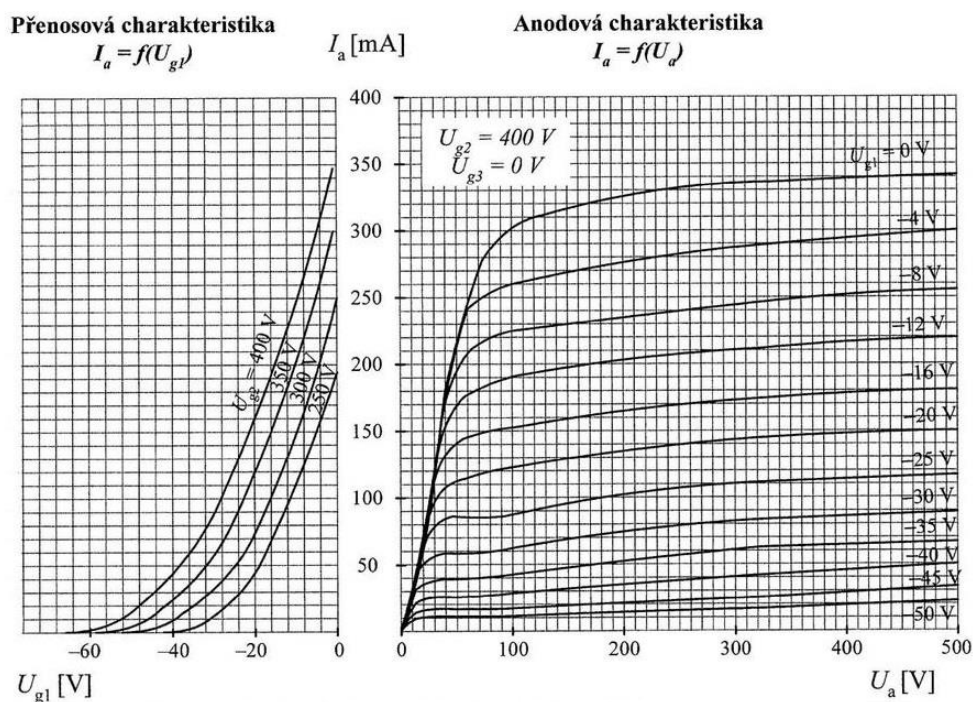
Trioda má jisté negativní vlastnosti, které ovlivňují výstupní parametry zesilovače. Mimo relativně malé zesílení má díky velké vzdálenosti mezi elektrodami i velkou vstupní kapacitu. Ta ovlivňuje šířku frekvenčního pásma, obzvláště na vysokých kmitočtech. Pokud je trioda také nadměrně vybudována, může být vstupní kapacita součástí rezonančního obvodu a způsobit tak nestabilitu vedoucí k rozkmitání obvodu [18].



Obr. 3 - Schématická značka pentody (převzato z [2])

Tuto vlastnost částečně řeší konstrukce tetrody. Ta má mezi řídicí mřížkou g_1 a anodou další mřížku g_2 , která se nazývá stínicí. Ta má oproti katodě kladné napětí a urychluje tak elektrony putující od katody k anodě. Tím je jednak zvýšeno zesílení, ale také snížena kapacita mezi mřížkou a anodou (až 1000násobně). Ovšem i tato konstrukce má své nevýhody. Elektrony urychlené stínicí mřížkou mohou vlivem vysoké rychlosti vyrazit sekundární elektrony z povrchu anody, které mají opačný směr než elektrony anodového proudu. Tyto vyražené sekundární elektrony mohou být přitaženy kladným napětím stínicí mřížky. Tím se zvýší proud mřížkou, což vede ke snížení anodového proudu a zesílení je tak sníženo. Tento jev ale nastává jen za určitého poměru anodového napětí a napětí na stínicí mřížce [18].

Vložení třetí mřížky g_3 mezi anodu a mřížku g_2 vzniká pentoda. Mřížka g_3 se nazývá hradící a její napětí je srovnatelné s katodou. Vyražené sekundární elektrony jsou tak odpuzovány elektrickým polem hradící mřížky a nemohou tak proniknout na stínicí mřížku g_2 . Pentoda tak dosahuje nejvyššího zesílení ze všech typů elektronek. Její charakteristiky jsou níže na obr. 4 [18].



Obr. 4 - Převodní a anodová charakteristika pentody (převzato z [2])

1.4 Dynamické parametry

Základní parametry elektronek, podle nichž se řeší elektronkové obvody, jsou vnitřní odpor R_i , strmost S , činitel zesílení μ , případně průnik D .

Vnitřní odpor R_i [Ω] je poměr změny anodového napětí ke změně anodového proudu při konstantním mřížkovém předpětí.

$$R_i = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A}, \quad U_G = \text{konst.} \quad (1)$$

Vnitřní odpor se nesmí zaměňovat se statickým vnitřním odporem, který klade elektronka průchodu stejnosměrného proudu.

Strmost S [mA/V] (angl. Slope) udává, jak se změní anodový proud, změní-li se napětí na mřížce o 1 V, při konstantním anodovém napětí.

$$S = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_G}, \quad U_A = \text{konst.} \quad (2)$$

U zesilovačů je snaha, aby strmost byla co nejvyšší, relativně malé mřížkové napětí tak vyvolá velkou změnu anodového proudu a tím pádem i velký úbytek napětí na zátěži. Konstrukčně, čím blíže je mřížka umístěna ke katodě, tím je strmost vyšší.

Činitel zesílení μ [-] (angl. Amplification Factor) je bezrozměrná jednotka a udává, o kolik se změní anodové napětí, změní-li se mřížkové napětí o 1 V, při konstantním anodovém proudu.

$$\mu = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_G}, \quad I_A = \text{konst.} \quad (3)$$

Průnik D je převrácená hodnota zesilovacího činitele.

$$D = \frac{1}{\mu} \quad (4)$$

Pro konkrétní pracovní bod platí tzv. Barkhausenův vztah. Znalostí jakýchkoli dvou výše zmíněných dynamických parametrů, lze dopočítat třetí [2].

$$S \cdot R_i \cdot D = 1 \quad (5)$$

1.5 Konstrukce elektronek

První elektrony konstrukčně vycházely z žárovky, od kterých principiálně převzaly způsob emitování volných elektronů pomocí termoemise, a to tzv. přímé žhavení katody. Existují dva způsoby získávání volných elektronů pomocí tepla. Vedle přímého žhavení existuje také nepřímé žhavení katody. Oba tyto způsoby se hojně používají, avšak liší se svými vlastnostmi i použitím. Elektrony s přímým žhavením se používají u velkých vysílacích elektronek, zatímco nepřímo žhavené elektrony se používají v nízkovýkonových aplikacích. Velikost emisního proudu závisí na materiálu, teplotě a ploše katody.

Ačkoliv je konstrukce elektronek s různým typem žhavením odlišná, princip funkce je u obou systémů stejný. Elektrony, které se v krystalické mřížce materiálu katody pohybují neuspořádaně a s velkou rychlostí, nemají tolik energie, aby dokázaly samovolně opustit katodu a proto elektrony, které se dostanou těsně nad povrch jsou okamžitě přitaženy zpět a katodu neopustí. Aby elektron mohl katodu trvale opustit, musí mít dostatečně velkou energii. Energie, která je nutná pro výstup elektronu z povrchu katody se nazývá výstupní práce. Udává se v elektronvoltech a je odlišná pro různé materiály. Materiály použité pro výrobu katody by měly mít malou výstupní práci.

Přímo žhavené elektrony se vyznačují tím, že katodou přímo protéká proud, který ji zahřívá. Tyto katody rozdělujeme z pohledu materiálu do tří skupin – vlákna z čistých kovů, vlákna povlaková a vlákna kovová s povlakem silně emitujících kovů. Povlaková vlákna není vhodné použít pro velké výkony, protože těžké kladné ionty dopadající na katodu by rychle poškodily povlak emitující hmoty. Tyto ionty vznikají vlivem nárazové ionizace.

Ke konstrukci katody je vhodné použít kovy, jejichž teplota tavení je značně vyšší než teplota, při které dochází k emisi elektronů. Pokud tomu tak není, vysoká teplota může způsobit přepálení nebo prasknutí vlákna. Povlaková vlákna umožňují při stejné emisi značně snížit teplotu a tím se prodlouží životnost elektrony. Emisní vrstva se na vlákno nanáší buď protahováním vhodnými roztoky, nebo usazováním baryových par.

Pro přímo žhavené elektrony se nehodí použít žhavení střídavým proudem, protože kolem vlákna se vytvoří kmitavé pole, které rozkmitá elektronový oblak, a to má za následek nežádoucí střídavou složku v anodovém proudu. Tento problém je odstraněn u nepřímě žhavených elektronek, kde je žhavicí vlákno odděleno od emitující katody. Katodu tvoří niklová trubička, která je potažena vrstvou oxidu barya.

Žhavicí napětí elektronek dříve bývalo 4 V (řada A), popř. malé napětí ze žhavicí baterie 1,2 V nebo 1,4 V (řada D). Nyní je nejrozšířenější hodnota žhavicího napětí 6,3 V (řady E). Existují ale i elektrony, které se mohou žhavit napětími běžných síťových soustav 110 V, 120 V, 220 V (řada U). Žhavicí proud u běžných elektronek se pohybuje v rozmezí desítky mA až jednotky A.

Anoda bývá konstruována jako váleček nebo plíšek z niklu. Některé elektrony mají anodu z grafitu. Aby anody lépe vyzařovaly nežádoucí teplo, jsou často začerněny. Elektrony vysokých výkonů jsou chlazeny buďto vzduchem, popř. mohou být chlazeny vodou. Jejich anoda je zevně přístupná a má chladicí žebra.

Nezbytné pro správné fungování všech elektronek je přítomnost vakua. I přes všechny snahy zůstávají ve skleněné baňce elektronky zbytky plynu. Tyto zbytky se odstraní pomocí tzv. getru. Getr je malé množství kovu (obvykle z barya) umístěný při výrobě do baňky a který se po odsání vzduchu zapálí. Touto reakcí se spotřebuje zbylý vzduch a v důsledku toho vznikne uvnitř baňky charakteristická stříbrná skvrna. Tato skvrna je pak zároveň indikátorem vakua, přičemž pokud do baňky vnikne okolní vzduch, getr zbělá, což značí znehodnocení elektronky.

Je-li vzduch z elektronky špatně odčerpán a molekuly plynu jsou poměrně hustě rozloženy v objemu baňky, má to vliv na vlastnosti a životnost elektronky. Elektronky letící velkou rychlostí k anodě narážejí do těchto molekul a vlivem nárazové ionizace vznikají záporné a kladné ionty. Tím se zvýší počet elektronů letících k anodě, anodový proud roste a stává se neovladatelným. Kladné ionty jsou pak přitahovány oblakem elektronů u katody, dopadají na katodu a mohou ji poškodit [2] [12].

2 GRAMOFON

Tato kapitola se zabývá historií gramofonu a vysvětluje princip funkce gramofonové přenosky. Dále je uveden způsob záznamu zvuku na gramofonových deskách a požadavky na jeho reprodukci.

2.1 Historie

Gramofon byl nejrozšířenějším přehrávačem zvukových záznamů od konce 19. století až do 80. let 20. století. Koncept gramofonu, jak jej známe, vychází z konstrukce fonografu, který vynalezl v roce 1878 Thomas Alva Edison. Tento fonograf nepřehrával zvuk z ploché desky, nýbrž z dutého voskového válečku. Použití válečku mělo jisté nevýhody, např. krátká doba záznamu (asi 2 minuty), reprodukováná řeč byla na hranici srozumitelnosti nebo nemožnost vytvořit kopii téhož záznamu. Gramofon přehrávající ploché desky byl sestaven v roce 1895 Němcem Emilem Berlinerem a od té doby prošel mnohými změnami. Nástup elektroniky umožnil zesílení mechanického záznamu, kvůli čemuž se vyskytly další nároky na kvalitní gramofonové zařízení [15].

2.2 Princip funkce

Zvuk je na gramofonové desce zaznamenán v podobě tvarované drážky. Hrot přenosky kopíruje drážku a přenoska pak převádí mechanický záznam na elektrický signál. Nejčastěji využívaným fyzikálním principem pro převod je indukční zákon.

2.2.1 Přenoska

Přenoska je zařízení, které je umístěné na konci raménka a hraje hlavní roli v reprodukci záznamu z desky. Jedná se o prvek převádějící mechanické kmitání na elektrický signál. Přenoska je na prvním místě v celém zesilovacím řetězci, pracuje s velmi slabými signály a je velmi náchylná na špatné zacházení, je tedy nutno ji věnovat patřičnou pozornost.

Existují dvě kategorie přenosek – krystalové a magnetodynamické. U krystalových přenosek spočívá princip funkce v převodu mechanické energie na elektrickou s využitím piezoelektrického jevu, kde materiál je schopen generovat napětí při vlastní deformaci. Tyto přenosky sice disponovaly silným výstupním signálem, avšak pro svou vysokou citlivost na nárazy a vlhkost se již tolik nepoužívají.

Používanějším typem jsou tedy magnetodynamické přenosky, které dále rozdělujeme na dva typy – MM (z angl. Moving Magnet) a MC (z angl. Moving Coil). V obou případech jde o shodný fyzikální princip, kdy se vzájemným pohybem cívky a magnetu indukuje elektrické napětí. Rozdíl je právě v tom, která část systému je pohyblivá a která je stabilní. V přenoskách MM (z angl. Moving Magnet) jak název sám napovídá, je pohyblivý magnet a ve dvou stabilních cívkách je jeho pohybem indukováno napětí, které je následně propojeno do vstupních obvodů zesilovače. V případě MC (z angl. Moving Coil) se pohybují cívky v blízkosti permanentního magnetu, čímž je generováno napětí. V obou případech jde o elektromagnetický generátor velice malých rozměrů a malých výkonů.

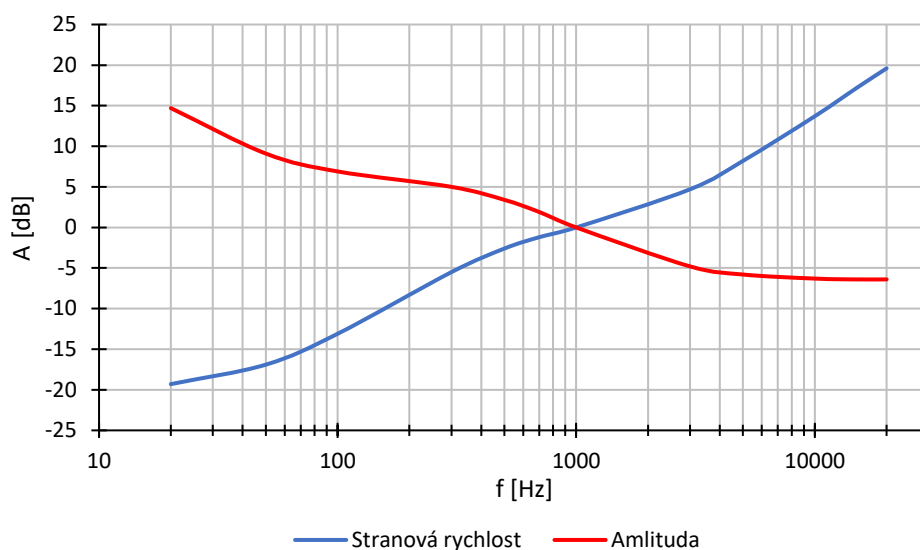
Obecně nejčastěji užívaným systémem je MM. Se svými parametry jsou schopny poskytovat vysoce kvalitní zvuk a současně relativně silný elektrický výstup, tudíž na následnou úpravu korekčním předzesilovačem nejsou kladeny vysoké nároky. Jejich nevýhodou je omezení horního frekvenčního pásma. Pro chvějku je přeci jen náročnější pohybovat s těžkým magnetem než s lehkou cívkou. Při vysokých kmitočtech už hrot nestíhá sledovat drážku a dochází tak k deformaci signálu v závislosti na kvalitě provedení přenosky.

Méně často užívaný systém přenosek je MC. Vzhledem k tomu, že chvějka pohybuje s velmi miniaturní sestavou cívek, je hmotnost celého pohyblivého systému výrazně nižší než u přenosek MM. Díky tomu je hrot schopen daleko věrněji sledovat drážku na desce. Frekvenční pásmo u kvalitních MC přenosek bývá v rozsahu frekvencí 15–50 000 Hz. Vzhledem k subtilnosti cívkového systému však velikost výstupního napětí bývá u většiny modelů přenosek MC nižší než u přenosek MM, rozdíl se pohybuje v řádu stovek mikrovoltů. Z tohoto důvodu je na korekční obvod kladen vysoký nárok na bezchybné zesílení bez zanášení rušivých vlivů (šum, indukovaný brum apod.).

Za zmínku stojí i systém přenosky, který se na trhu nijak neuchytil, a sice MMC (z angl. Moving Micro Cross). Jde o systém, kdy jak magnet, tak cívka jsou stabilní a mezi nimi se pohybuje pouze ocelový kříž, který svým pohybem mění elektromagnetické poměry mezi celou soustavou. Těmito změnami opět vzniká měnící se elektrický signál. Výhodou je minimální hmotnost pohyblivého systému a z toho vyplývající ideální pohyblivost, věrná reprodukce a velmi široké frekvenční pásmo [16].

2.2.2 Záznamová charakteristika

Záznam na gramofonovou desku musí již při výrobě projít určitou korekcí kmitočtové charakteristiky, aby bylo maximálním způsobem využito možností mechanického záznamu. V případě, že bychom do mechanického záznamového rydla přiváděli pro všechny kmitočty nahrávaného signálu stejné vstupní napětí, pak by se podle indukčního zákona zvětšoval proud směrem k nízkým kmitočtům, a naopak zmenšoval směrem k vysokým kmitočtům. Protože výchylka rycího hrotu je přibližně úměrná protékajícímu proudu, byla by do matrice zapisována při vysokých kmitočtech zaznamenávaného signálu drážka s velmi malou amplitudou, a naopak při nízkých kmitočtech nahrávaného signálu drážka s amplitudou nadměrně velkou. To by jednak mělo za následek, že by signály vysokých kmitočtů byly nahrávány s úrovní blízkou úrovni šumu, a naopak signály nízkých kmitočtů by byly zaznamenány s takovou amplitudou, že by je nebylo možno běžnými snímacími systémy zpracovat a jednak by bylo nutno podstatně zvětšit rozteč drážek, čímž by se výrazně zmenšila kapacita desek. Proto byl mezinárodně stanoven průběh záznamové charakteristiky, aby byla gramofonová deska z hlediska uvedených požadavků optimálně využita [13] [17].

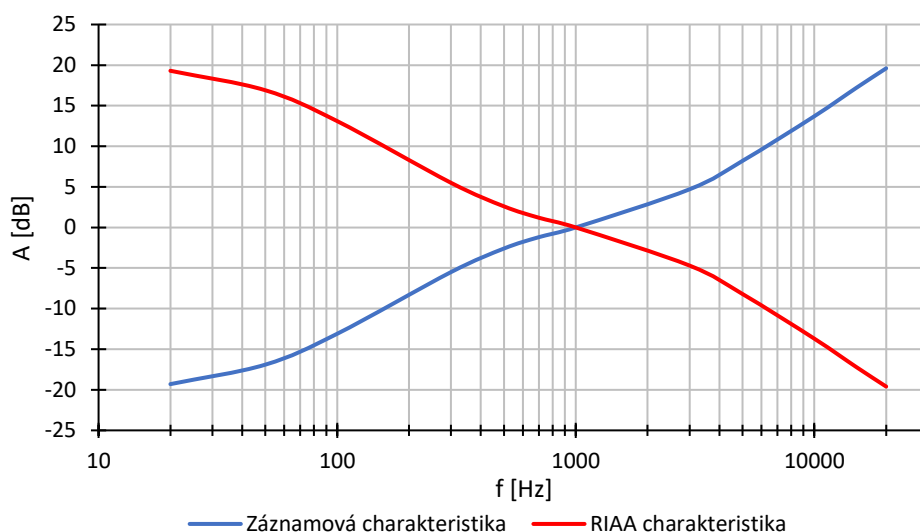


Obr. 5 - Záznamová charakteristika (převzato z [13])

Jak vyplývá z obr. 5, amplituda s rostoucím kmitočtem klesá, zatímco stranová rychlost roste. Díky této úpravě je dosaženo dobrého odstupu signálu od šumu a také dostatečně malé maximální amplitudy, jež následně dovoluje delší záznam na gramofonovou desku.

Při následné reprodukci signálu je třeba, aby hodnota výstupního signálu v celém kmitočtovém spektru byla konstantní. Krystalové přenosky, jejichž výstupní napětí je úměrné výchylce hrotu, tuto podmínku přibližně splňují, avšak stejně je žádoucí použít korekční obvody, protože charakteristika není zcela lineární.

Výstupní napětí magnetodynamických přenosků však není úměrné amplitudě, ale rychlosti kmitání hrotu. Výstupní napětí se tedy bude úměrně zvyšovat se zvyšující se frekvencí. Z tohoto důvodu nelze takové přenosky připojit na vstup běžného zesilovače přímo a je nutné použít korekční předzesilovač.



Obr. 6 - Průběh záznamové a RIAA charakteristiky (převzato z [13])

Někteří výrobci gramofonových desek používají jiné záznamové charakteristiky a ty vyžadují jiné nastavení korekčního předzesilovače. Nejrozšířenější je charakteristika RIAA (obr. 6), i přesto však je u některých zesilovačů možné změnit typ kmitočtové charakteristiky. Všechny charakteristiky jsou určeny třemi časovými konstantami odpovídající zlomovým frekvencím. U RIAA charakteristiky jsou tyto konstanty dány normou, kde $\tau_1 = 3180 \mu\text{s}$, $\tau_2 = 318 \mu\text{s}$ a $\tau_3 = 75 \mu\text{s}$ [13] [17].

3 NÁVRH

Práce se zabývá návrhem a realizací gramofonového elektronkového zesilovače řízeného mikroprocesorem. Zařízení bude schopno zpracovat signály nejen z magnetodynamické gramofonové přenosky, ale i běžné signály s linkovou úrovní. Uživateli bude také umožněno měnit frekvenční charakteristiku pomocí ekvalizéru.

Pro návrh byly zvoleny výhradně elektronky ECC82 pro svou linearitu převodní charakteristiky, použitelnost i pro poměrně velké amplitudy vstupního signálu a nízkou kapacitu mezi elektrodami. Výpis hlavních parametrů elektronky z datového listu výrobce včetně doporučeného pracovního bodu jsou uvedeny v následující tabulce.

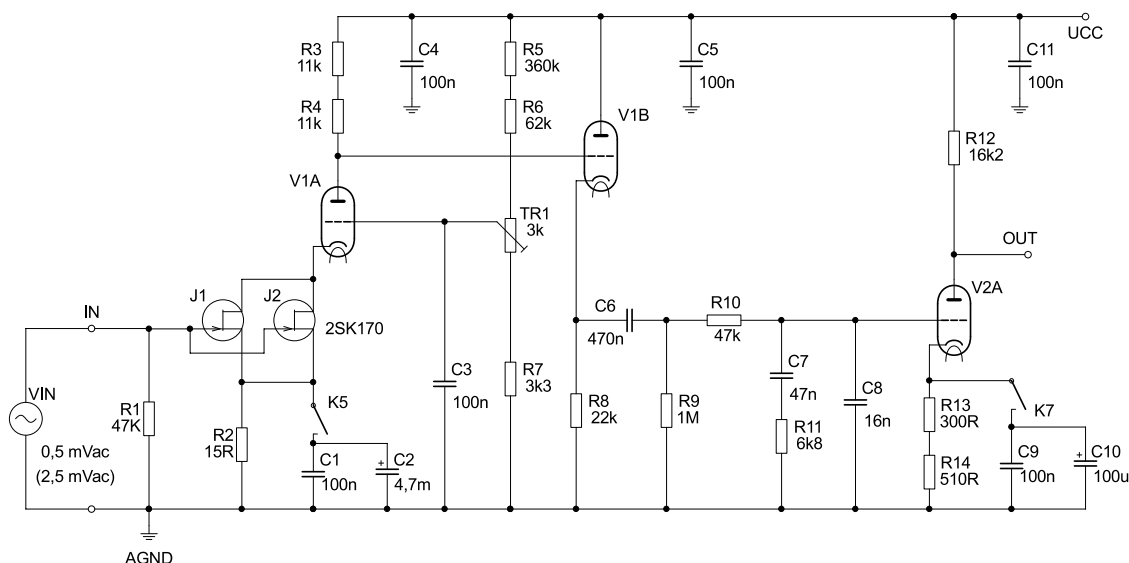
Tab. 1 - Parametry elektronky ECC82 [21]

| Typické hodnoty | | Ostatní parametry | |
|-----------------|----------------|-------------------|--------------|
| U_{AK} | 250 V | C_{GK} | 1,9 pF |
| U_{GK} | -8,5 V | C_{GA} | 1,63 pF |
| I_A | 10,5 mA | U_f | 6,3/12,6V |
| R_i | 7,7 k Ω | I_f | 300/150mA |
| μ | 17 | R_G | 1 M Ω |

Schémata signálových částí zesilovače v následujících kapitolách jsou uvedena pro jeden kanál, při realizaci tedy budou tyto části zhotoveny dvakrát.

3.1 Korekční předzesilovač

Zdrojem vstupního signálu pro korekční předzesilovač je magnetodynamická přenoska. Hodnota střídavého výstupního napětí se u systémů MM pohybuje okolo 2,5 mV, u systémů MC zhruba 0,5 mV. Z tohoto důvodu je kladen důraz na šumové parametry. Celé obvodové zapojení je uvedeno na obrázku níže.



Obr. 7 - Schéma korekčního předzesilovače

Signál z přenosky je nejprve přiveden na rezistor R_1 , sloužící jako impedanční přizpůsobení a dvojici paralelně zapojených nízkošumových JFET tranzistorů 2SK170. Ty jsou výrobcem přímo doporučeny pro gramofonové aplikace. Paralelní spojení je v tomto případě nutné, lze tak získat dvojnásobný proud I_{DS} při kterém jsou převodní charakteristiky následující elektronky (V1A) více lineární (obr. 8), navíc se také dosáhne většího zesílení.

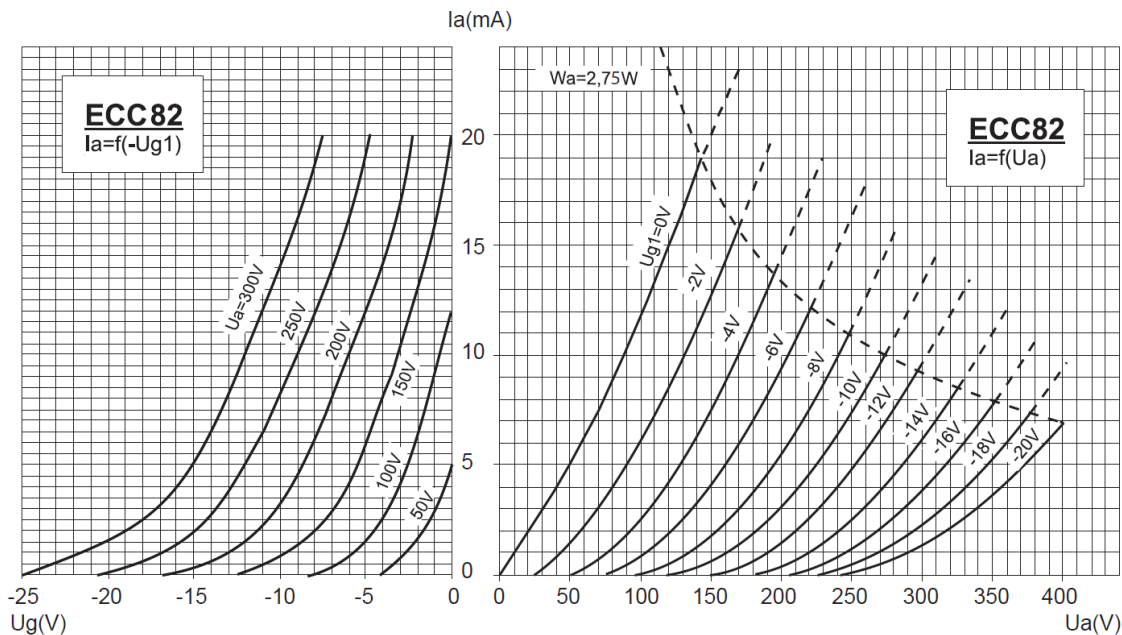
Pracovní bod těchto tranzistorů byl nastaven dle doporučení výrobce, tedy $U_{DS} = 10 \text{ V}$, $U_{GS} = -0,15 \text{ V}$ a $I_{DS} = 2 \cdot 5 \text{ mA}$. Rezistor R_2 slouží k nastavení předpětí $-0,15 \text{ V}$ a jeho velikost byla vypočtena použitím Ohmova zákona z hodnot $|U_{GS}|$ a I_{DS} . Pro pozdější potřebu výpočtu zesílení byly ze simulace zjištěny hodnoty strmosti $S = 61,5 \text{ mA/V}$ a vnitřního dynamického odporu $R_{i1} = 58,9 \text{ k}\Omega$ podle vzorců (1) a (2). Z těchto hodnot byl následně, za použití Barkhausenova vztahu (5), vypočten zesilovací činitel μ_1 následovně

$$\mu_1 = R_{i1} \cdot S = 58,9 \cdot 10^3 \cdot 61,5 \cdot 10^{-3} = 3638. \quad (6)$$

Tranzistory jsou poté přímo napojeny do katody elektronky V1A (ECC82) v zapojení se společnou mřížkou jejíž převodní a anodové charakteristiky jsou na obr. 8. Dohromady tvoří kaskodu, která dosahuje dostatečného zesílení při nízkém zkreslení a také tím odpadá potřeba dalšího zdroje nízkého napětí pro dvojici tranzistorů. Pracovní bod elektronky je dán parametry $U_{AK} = 200 \text{ V}$, $U_{GK} = -5,4 \text{ V}$ a $I_A = I_{DS} = 10 \text{ mA}$. U_{AK} a U_{GK} jsou menší než doporučuje výrobce, ale úprava byla nezbytná pro optimální navázání na další stupeň. Mřížkové předpětí je nastaveno odporovým děličem tvořený rezistory $R_5 - R_7$. Proud touto větví byl zvolen 1 mA a hodnoty byly vypočteny s ohledem na potřebné napětí mřížky $U_G = |U_{GS}| + U_{DS} - |U_{GK}| = 4,75 \text{ V}$. Přesnost tohoto napětí je kritická, i nepatrná změna by způsobila velkou změnu proudu I_A , proto je do této větve vřazen trimr TR_1 pro přesné doladění pracovního bodu.

TRANSFER CHARACTERISTICS

PLATE CHARACTERISTICS

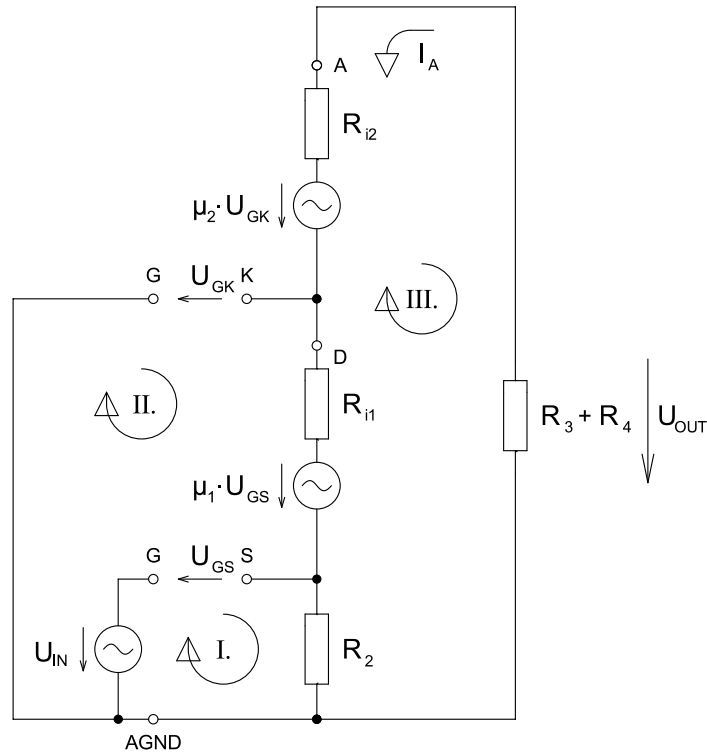


Obr. 8 - Převodní a anodové charakteristiky elektronky ECC82 (převzato z [21])

Velikost napájecího napětí $U_{CC} = 430 \text{ V}$ vychází ze zapojení koncového stupně (viz. kapitola 3.6.1) a všechny další zesilovací stupně jsou navrženy pro toto napětí. Tím odpadá použití přidavných RC článků pro snížení napětí, které jsou jak silně proudově závislé, tak i použité kondenzátory by musely být určeny pro vysoká napětí a s velkou kapacitou. Rezistory R_3 a R_4 v anodě elektronky byly tedy navrženy podle tohoto požadavku takto

$$R_3 + R_4 = \frac{U_{CC} - U_{AK} - U_{DS} - |U_{GS}|}{I_A} = \frac{430 - 200 - 10 - 0,15}{10 \cdot 10^{-3}} \doteq 22 \text{ k}\Omega. \quad (7)$$

Zesílení této kaskádové části bylo vypočteno z malosignálového modelu, tedy z náhradního zapojení pro výpočet dynamických parametrů. Model na obr. 9 uvažuje rozpojený relé kontakt K5, rezistor R_2 tak není pro střídavé signály přes C_1 a C_2 zkratován.



Obr. 9 - Malosignálový model kaskodové části korekčního předzesilovače

Malosignálový model dále uvažuje zkratované zdroje stejnosměrného napětí. V obvodu jsou doplněny tři proudové smyčky, pro které platí

$$\text{I:} \quad -U_{\text{IN}} - U_{\text{GS}} + I_{\text{A}} \cdot R_2 = 0, \quad (8)$$

$$\text{II:} \quad -U_{\text{GK}} + I_{\text{A}} \cdot R_{\text{i1}} + \mu_1 \cdot U_{\text{GS}} + I_{\text{A}} \cdot R_2 = 0, \quad (9)$$

$$\text{III:} \quad -I_{\text{A}} \cdot R_2 - \mu_1 \cdot U_{\text{GS}} - I_{\text{A}} \cdot R_{\text{i1}} - \mu_2 \cdot U_{\text{GK}} - I_{\text{A}} \cdot R_{\text{i2}} - I_{\text{A}} \cdot (R_3 + R_4) = 0. \quad (10)$$

Z první rovnice se vyjádří U_{GS} , z druhé U_{GK} a dosadí se do třetí. Následuje úprava pro vyjádření proudu I_{A}

$$I_{\text{A}} = \frac{U_{\text{IN}} \cdot (-\mu_1 - \mu_1 \cdot \mu_2)}{R_2 \cdot (-1 - \mu_1 - \mu_1 \cdot \mu_2 - \mu_2) - R_{\text{i1}} \cdot (1 + \mu_2) - R_{\text{i2}} - (R_3 + R_4)}. \quad (11)$$

Pro výstupní napětí U_{OUT} platí

$$U_{\text{OUT}} = -I_{\text{A}} \cdot (R_3 + R_4) \Rightarrow I_{\text{A}} = -\frac{U_{\text{OUT}}}{(R_3 + R_4)}. \quad (12)$$

Dosazením za I_A do rovnice (11) a vyjádřením pro U_{OUT}/U_{IN} je docíleno vztahu pro výpočet zesílení

$$A_U = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} =$$

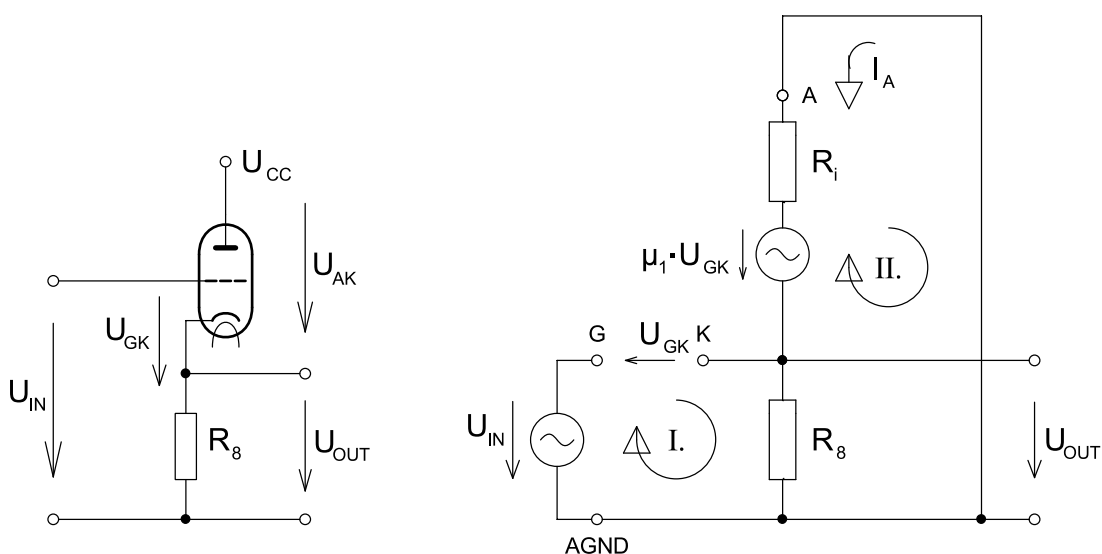
$$= - \frac{(R_3 + R_4) \cdot (-\mu_1 - \mu_1 \cdot \mu_2)}{R_2 \cdot (-1 - \mu_1 - \mu_1 \cdot \mu_2 - \mu_2) - R_{I1} \cdot (1 + \mu_2) - R_{I2} - (R_3 + R_4)} \quad (13)$$

Po dosazení vychází zesílení $A_U = -607$ (55,7 dB). Při vstupním napětí 2,5 mV, bude tedy napětí na výstupu tohoto stupně 1,5 V. Toto platí při použití MM přenosky, pro přenosku MC s napětím 0,5 mV by zesílení nebylo dostatečné, proto je třeba při použití takových přenosek sepnout relé kontakt K5. Rezistor R_2 je tak střídavě zkratován skrze kondenzátory C_1 a C_2 . Z rovnice (13) tak ve jmenovateli vypadne celý jeden člen a zesílení se tak zvýší. Zesílení tohoto stupně pro sepnutý kontakt K5 je tedy

$$A_U = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = - \frac{(R_3 + R_4) \cdot (-\mu_1 - \mu_1 \cdot \mu_2)}{-R_{I1} \cdot (1 + \mu_2) - R_{I2} - (R_3 + R_4)} \quad (14)$$

Po dosazení je zesílení $A_U = -1155,6$ (61,3 dB), tedy téměř dvojnásobné a výstupní napětí pak bude 0,58V. Je to stále 2,5krát menší, než napětí při rozepnutém kontaktu K5 a MM přenoskou na vstupu, ale k další korekci zesílení dojde podobným způsobem v posledním stupni korekčního předzesilovače (viz dále). Výstupní napětí tak bude přibližně stejné při použití obou typů přenosek.

Další stupeň tvoří elektronka V1B (ECC82) v zapojení katodového sledovače (obr. 10). Zesílení sledovače je z podstaty menší než 1, avšak jeho výstupní impedance je výrazně menší než u jiných elektronkových stupňů. Díky tomu lze sledovač více proudově zatížit bez znatelného zkreslení. V tomto případě zatížení představuje pasivní, frekvenční korektor.



Obr. 10 - Zapojení katodového sledovače (vlevo) a jeho malosignálový model (vpravo)

Vstupní stejnosměrné napětí sledovače je poměrně vysoké (210,15 V) a odpovídá napětí anody předchozího stupně. Podle tohoto napětí je navržen pracovní bod s ohledem na úroveň napájecího napětí. Pro pracovní bod platí dvě následující rovnice

$$U_{R8} = 210,15V + |U_{GK}|, \quad (15)$$

$$U_{AK} + U_{R8} = 430 V. \quad (16)$$

Dalším faktorem, pro určení optimálního bodu je proud I_A , jehož velikost byla zvolena 10 mA. Při tomto proudu vykazují převodní charakteristiky elektronky nejvyšší linearitu. Z těchto důvodů bylo nutné snížit anodové napětí předchozího stupně. Výstupní napětí by totiž bylo výrazně vyšší než 210,15 V a pro takové napětí by nebylo možné nalézt pracovní bod sledovače odpovídající požadavku na proud a rovnicím (15) a (16). Z převodní charakteristiky byl tedy zvolen přibližný pracovní bod, který byl následně doladěn v simulaci na $U_{GK} = -6,7 V$, $U_{AK} = 213,2 V$ a $I_A = 10 mA$. Výpočet hodnoty rezistoru R_8 potom vychází jako

$$R_8 = \frac{U_{CC} - U_{AK}}{I_A} = \frac{430 - 213,2}{10 \cdot 10^{-3}} \doteq 22 k\Omega. \quad (17)$$

Nyní lze z malosignálového modelu sledovače (obr. 10) odvodit vzorec pro výpočet zesílení. Pro proudové smyčky platí

$$\text{I:} \quad -U_{IN} - U_{GK} + I_A \cdot R_8 = 0, \quad (18)$$

$$\text{II:} \quad -I_A \cdot R_8 - \mu \cdot U_{GK} - I_A \cdot R_i = 0. \quad (19)$$

Dále se pokračuje podobně jako v předešlém případě. Z první rovnice se vyjádří U_{GK} , dosadí se do druhé a ta se upraví pro vyjádření proudu I_A

$$I_A = \frac{\mu \cdot U_{IN}}{R_8 \cdot (\mu + 1) + R_i} . \quad (20)$$

Pro výstupní napětí U_{OUT} platí

$$U_{OUT} = I_A \cdot R_8 \Rightarrow I_A = \frac{U_{OUT}}{R_8} . \quad (21)$$

Dosazením za I_A do rovnice (20) a vyjádřením pro U_{OUT}/U_{IN} se docílí vztahu pro výpočet zesílení sledovače

$$\begin{aligned} A_U = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} &= \frac{\mu \cdot R_8}{R_8 \cdot (\mu + 1) + R_i} = \frac{17 \cdot 22 \cdot 10^3}{22 \cdot 10^3 \cdot (17 + 1) + 7,7 \cdot 10^3} = \\ &= 0,93 \text{ } (-0,63 \text{ dB}) . \end{aligned} \quad (22)$$

Celkové zesílení se tedy příliš nezmenší a signál tak bude mít dostatečnou úroveň, aby pokryl poměrně velké zeslabení korekčního členu.

Pro návrh tohoto členu je třeba znát výstupní odpor katodového sledovače. Ten zjistíme nejsnáze jako poměr výstupního napětí naprázdno k proudu procházejícímu při spojení nakrátko. Napětí naprázdno lze získat ze vzorce (22) pro výpočet zesílení, rovnice se jen vynásobí hodnotou U_{IN} . Při zapojení nakrátko je v anodovém obvodu pouze vnitřní odpor R_i , takže pro proud I_{ZKR} platí

$$I_{ZKR} = \frac{\mu \cdot U_{IN}}{R_i} . \quad (23)$$

A pro výstupní odpor R_{EX} tedy platí

$$R_{EX} = \frac{\frac{U_{IN} \cdot \mu \cdot R_8}{R_8 \cdot (\mu + 1) + R_i}}{\frac{\mu \cdot U_{IN}}{R_i}} = \frac{R_i \cdot R_8}{R_8 \cdot (\mu + 1) + R_i} =$$

$$= \frac{(7,7 \cdot 22) \cdot 10^3}{22 \cdot 10^3 \cdot 18 + 7,7 \cdot 10^3} \doteq 420 \, \Omega .$$
(24)

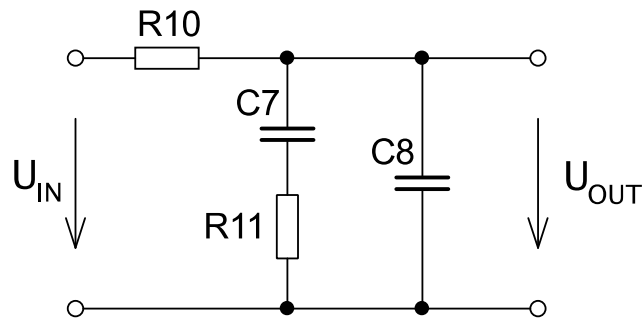
Schéma samotného korekčního členu je na obr. 11. Jeho frekvenční charakteristika by měla co nejvíce odpovídat RIAA charakteristice (obr. 6), která je stanovena třemi časovými konstantami odpovídající zlomovým frekvencím

$$\tau_1 = 3180 \, \mu s \rightarrow 50 \, Hz ,$$
(25)

$$\tau_2 = 318 \, \mu s \rightarrow 500 \, Hz ,$$
(26)

$$\tau_3 = 75 \, \mu s \rightarrow 2122 \, Hz .$$
(27)

Jedná se o filtr typu dolní propust, kde při výpočtu celkové impedance Z jsou τ_1 a τ_3 póly a τ_2 nulový bod.



Obr. 11 - Schéma pasivní RIAA korekce

Hodnoty součástek se určí z jejich vzájemných závislostí, které se získají ze vzorce pro impedanci Z tohoto filtru, pro kterou platí

$$Z(s) = R_{10} \parallel \left(R_{11} + \frac{1}{sC_7} \right) \parallel \frac{1}{sC_8} .$$
(28)

A po úpravě

$$Z_{(s)} = \frac{sR_{10}R_{11}C_7 + R_{10}}{s^2R_{10}R_{11}C_7C_8 + s(R_{10}C_7 + R_{11}C_7 + R_{10}C_8) + 1}. \quad (29)$$

Vypočtením nuly a pólů z této rovnice jsou získány následující závislosti jednotlivých součástek

$$R_{11} \cdot C_7 = \tau_2 = 318 \mu s, \quad (30)$$

$$R_{10} \cdot C_8 = 750 \mu s, \quad (31)$$

$$R_{10} \cdot C_7 = 2187 \mu s, \quad (32)$$

$$\frac{R_{10}}{R_{11}} = 6,88, \quad (33)$$

$$\frac{C_7}{C_8} = 2,92. \quad (34)$$

Při určování hodnot součástek se vychází z velikosti rezistoru R_{10} , která se volí jako stonásobek výstupního odporu předchozího stupně. Hodnota rezistoru R_{10} byla tedy zvolena $47 \text{ k}\Omega$, tedy nejbližší vyšší hodnota z řady E12. Tato hodnota se dále dosadí za R_{10} do vzorce (33) pro výpočet velikosti rezistoru

$$R_{11} = \frac{R_{10}}{6,88} = \frac{47 \cdot 10^3}{6,88} = 6831 \Omega \xrightarrow{\text{E12}} 6k8. \quad (35)$$

Z rovnic (30) a (31) se určí hodnoty kondenzátorů C_7 a C_8 . Zbylé rovnice, tedy (32) a (34) pak poslouží pouze pro kontrolu.

$$C_7 = \frac{318 \cdot 10^{-6}}{R_{11}} = \frac{318 \cdot 10^{-6}}{6800} = 46,76 \text{ nF} \xrightarrow{\text{E12}} 47 \text{ nF} \quad (36)$$

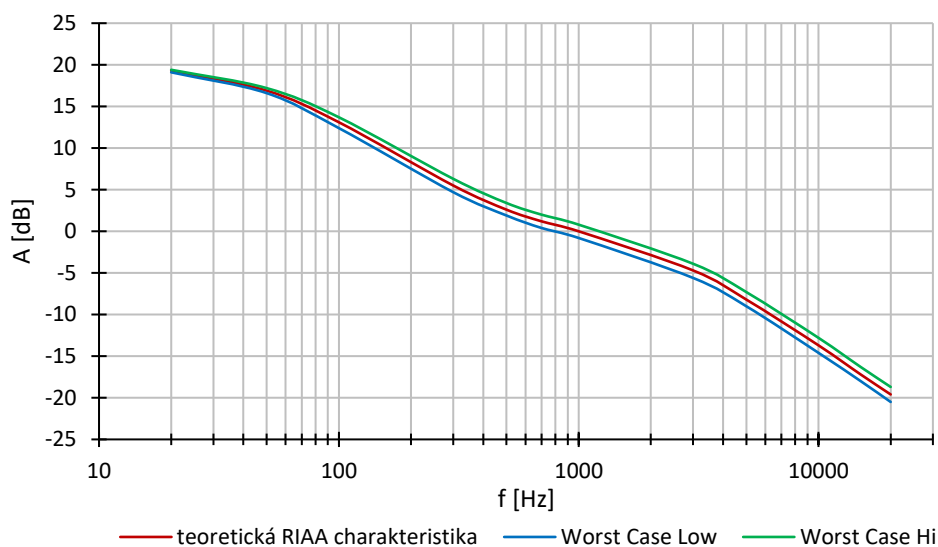
$$C_8 = \frac{750 \cdot 10^{-6}}{R_{10}} = \frac{750 \cdot 10^{-6}}{47 \cdot 10^3} = 15,95 \text{ nF} \xrightarrow{\text{E24}} 16 \text{ nF} \quad (37)$$

Hodnoty součástek by měly být co nejbližší vypočteným, jinak by frekvenční charakteristika neodpovídala požadované. Simulovaná přenosová charakteristika RIAA s nominálními hodnotami součástek byla zcela shodná (s přesností na desetiny dB) s teoretickou (tab. 2). Proto byla provedena simulace typu Worst Case, která uvažuje výrobní toleranci součástek a vykreslí nejhorší případ zvoleného parametru. Tolerance odporů z řady E24 mají toleranci 5 % a u vybraných polypropylénových kondenzátorů udává výrobce toleranci taktéž 5 %.

Tab. 2 - Teoretické a simulované RIAA charakteristiky

| kmitočet | teoretická RIAA charakteristika | Simulované RIAA charakteristiky | | |
|----------|---------------------------------|---------------------------------|-----------------------------|---------------|
| | | Worst Case Low | Nominální hodnoty součástek | Worst Case Hi |
| f [Hz] | A [dB] | A [dB] | A [dB] | A [dB] |
| 20 | 19,3 | 19,1 | 19,3 | 19,4 |
| 50 | 16,9 | 16,6 | 16,9 | 17,2 |
| 100 | 13,1 | 12,4 | 13,1 | 13,7 |
| 300 | 5,5 | 4,7 | 5,5 | 6,3 |
| 500 | 2,6 | 1,9 | 2,6 | 3,4 |
| 700 | 1,2 | 0,4 | 1,2 | 2,0 |
| 1000 | 0 | -0,8 | 0 | 0,8 |
| 3000 | -4,7 | -5,6 | -4,7 | -3,9 |
| 5000 | -8,2 | -9,0 | -8,2 | -7,3 |
| 10000 | -13,7 | -14,6 | -13,7 | -12,8 |
| 15000 | -17,2 | -18,0 | -17,2 | -16,3 |
| 20000 | -19,6 | -20,5 | -19,6 | -18,7 |

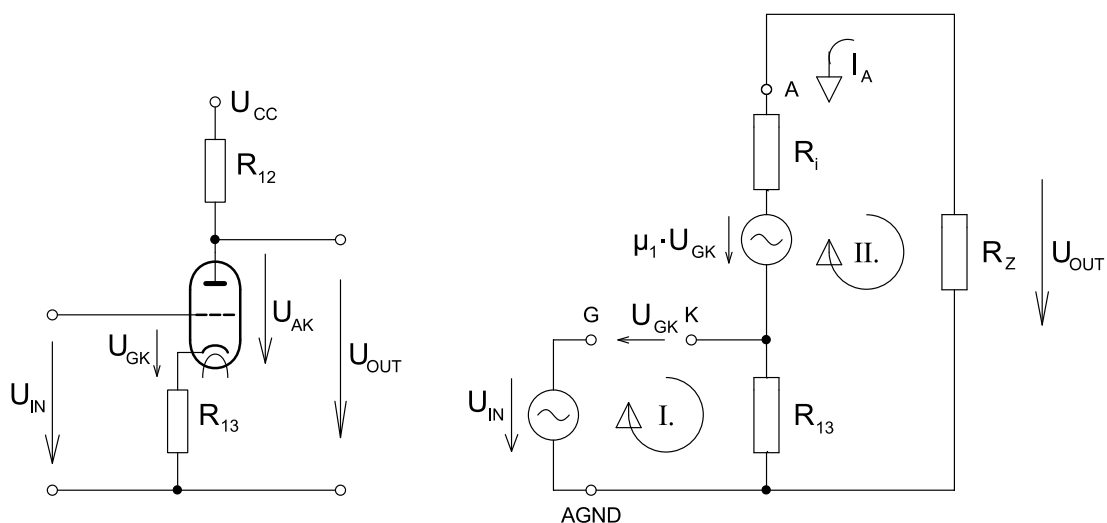
Z tabulky je patrné, že na nižších frekvencích se případy Worst Case příliš neliší od teoretické charakteristiky. Odchylka s frekvencí roste a na frekvenci 20kHz je rozdíl $\pm 0,9$ dB. Na obr. 12 jsou poté uvedeny průběhy těchto charakteristik, na nichž je nárůst odchylky patrný.



Obr. 12 - Průběhy teoretických a simulovaných RIAA charakteristik

Korekční člen je navržen tak, aby na frekvenci 1 kHz útlum dosahoval 20 dB. Jelikož se charakteristika RIAA a inverzní charakteristika RIAA protíná právě na této frekvenci, bude útlum za korekčním členem pro všechny frekvence právě 20 dB. V tabulce a v grafu je ovšem teoretický průběh posunut tak, aby na frekvenci 1 kHz byl útlum 0 dB.

Posledním zesilovacím stupněm korekčního předzesilovače je zapojení elektronky V2A se společnou katodou. Ten zesílí utlumený signál na úroveň běžného linkového signálu, tedy přibližně 775 mV RMS. Výstup korekčního předzesilovače je totiž možné připojit přes přepínač vstupů k předzesilovači a úrovně vstupů by měli být přibližně stejné, jinak by docházelo k velkým změnám hlasitosti při přepnutí vstupu. Zapojení této části a její malosignálový model je na obr. 13.



Obr. 13 - Zapojení elektronky se společnou katodou (vlevo) a její malosignálový model (vpravo)

Pracovní bod elektronky V2A byl nastaven podle doporučení výrobce, tedy $U_{AK} = 250 \text{ V}$, $U_{GK} = -8,5 \text{ V}$ a $I_A = 10,5 \text{ mA}$. Na rezistorech R_{13} a R_{14} vzniká předpětí elektronky, pro které platí

$$R_{13} + R_{14} = \frac{|U_{GK}|}{I_A} = \frac{8,5}{10,5 \cdot 10^{-3}} = 809,5 \Omega \xrightarrow{E24} 300 \Omega + 510 \Omega. \quad (38)$$

Rezistor R_{12} byl opět navržen s ohledem na napájecí napětí

$$R_{12} = \frac{U_{CC} - U_{AK} - |U_{GK}|}{I_A} = \frac{430 - 250 - 8,5}{10,5 \cdot 10^{-3}} = 16333 \Omega \rightarrow 16k2. \quad (39)$$

Zesílení se opět určí z malosignálového modelu. Nejprve je však třeba určit zatěžovací odpor R_Z , který je tvořen paralelní kombinací rezistoru R_{12} a potenciometru POT_1 na vstupu předzesilovače, jehož hodnota je $200 \text{ k}\Omega$ (viz. kapitola 3.2).

$$R_Z = \frac{R_{12} \cdot POT_1}{R_{12} + POT_1} = \frac{16,2 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^3}{(16,2 + 200) \cdot 10^3} \doteq 15 \text{ k}\Omega \quad (40)$$

Malosignálový model opět uvažuje rozpojený kontakt K7 připojující kondenzátory C_9 a C_{10} . Pro proudové smyčky potom platí

$$\text{I:} \quad -U_{IN} - U_{GK} + I_A \cdot (R_{13} + R_{14}) = 0, \quad (41)$$

$$\text{II:} \quad -I_A \cdot (R_{13} + R_{14}) - \mu \cdot U_{GK} - I_A \cdot R_i - I_A \cdot R_Z = 0. \quad (42)$$

Postup je shodný jako v předešlých případech, z první rovnice se vyjádří U_{GK} , dosadí se do druhé rovnice a ta se dále upraví pro vyjádření proudu

$$I_A = \frac{\mu \cdot U_{IN}}{(R_{13} + R_{14}) \cdot (\mu + 1) + R_i + R_Z}. \quad (43)$$

Pro výstupní napětí U_{OUT} platí

$$U_{OUT} = -I_A \cdot R_Z \Rightarrow I_A = -\frac{U_{OUT}}{R_Z}. \quad (44)$$

Po dosazení za I_A do rovnice (43) a vyjádřením pro U_{OUT}/U_{IN} se docílí vztahu pro výpočet zesílení tohoto stupně

$$A_U = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = - \frac{\mu \cdot R_Z}{(R_{13} + R_{14}) \cdot (\mu + 1) + R_i + R_Z} =$$

$$- \frac{17 \cdot 15 \cdot 10^3}{(300 + 510) \cdot (17 + 1) + (7,7 + 15) \cdot 10^3} = -6,84 \text{ (16,7 dB)} .$$
(45)

Na tomto stupni dochází k druhé korekci zesílení, která upravuje úroveň výstupního napětí vzhledem k typu připojené gramové přenosky, stejně jako v případě prvního kaskádového stupně. Rozpojený kontakt K7 odpovídá přenosce MM a sepnutý přenosce MC. Sepnutím tedy ze vzorce pro zesílení (45) vypadne jeden člen ve jmenovateli a zesílení se tak zvýší. Pro takový stupeň tedy platí

$$A_U = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = - \frac{\mu \cdot R_Z}{R_i + R_Z} = - \frac{17 \cdot 15 \cdot 10^3}{(7,7 + 15) \cdot 10^3} = -11,23 \text{ (21 dB)} .$$
(46)

Nyní lze pouhým sčítáním zisků nebo útlumů jednotlivých stupňů vypočítat celkové zesílení korekčního předzesilovače. V tab. 3 Je uveden přehled hodnot zisků a výstupních napětí v závislosti na typu přenosky a sepnutí kontaktů K5 a K7.

Tab. 3 - Přehled hodnot zisků a výstupních napětí korekčního předzesilovače v závislosti na typu přenosky a stavu kontaktů K5 a K7

| Typ přenosky | Výpočet | | | | Simulace | | | |
|-----------------|--------------------|------------------|----------------------|------------------|--------------------|------------------|----------------------|------------------|
| | Sepnuté K5 a K7 | | Rozepnuté K5 a K7 | | Sepnuté K5 a K7 | | Rozepnuté K5 a K7 | |
| | A_U [-] | U_{OUT} [V] | A_U [-] | U_{OUT} [V] | A_U [-] | U_{OUT} [V] | A_U [-] | U_{OUT} [V] |
| MM | 1184,4 | 3,0 | 372 | 0,9 | 1330 | 3,3 | 400 | 1,0 |
| MC | (61,47dB) | 0,6 | (51,41dB) | 0,2 | (62,5dB) | 0,7 | (52dB) | 0,2 |

Hodnoty z tabulky potvrzují, že pro MM přenosku je vhodné ponechat kontakty rozepnuté a pro MC přenosku sepnuté. Výstupní napětí se tak pohybuje kolem úrovně linkového výstupu 775 mV s maximální odchylkou ± 125 mV.

Pro dosažení požadovaného zesílení se sepnutými kontakty, musí být impedance paralelního spojení kondenzátorů a jejich příslušných katodových rezistorů co nejmenší. Kritické jsou nízké frekvence, které jsou svedeny jen při vyšších kapacitách. Odvození výpočtu minimální kapacity je značně zdlouhavé, proto je zde uveden jen výsledný vztah.

$$C_{Kmin} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{min} \cdot R_K} \cdot \sqrt{\frac{R_K^2 \cdot k^2 \cdot (\mu + 1)^2}{(R_Z + R_i)^2 \cdot (1 - k)^2 - 1}} \quad (47)$$

kde f_{min} je minimální frekvence, kterou má článek přenést, R_K představuje příslušný katodový rezistor, μ je činitel zesílení daného stupně, R_i je vnitřní odpor, R_Z je odpor zátěže a k je relativní pokles.

Pokles byl zvolen $k = 0,9$ (−1 dB) a minimální frekvence 20 Hz. Pro kondenzátory C_2 a C_{10} pak platí

$$C_{2min} = 3,3 \text{ mF} \rightarrow 4,7 \text{ mF} , \quad (48)$$

$$C_{10min} = 59 \text{ } \mu\text{F} \rightarrow 100 \text{ } \mu\text{F} . \quad (49)$$

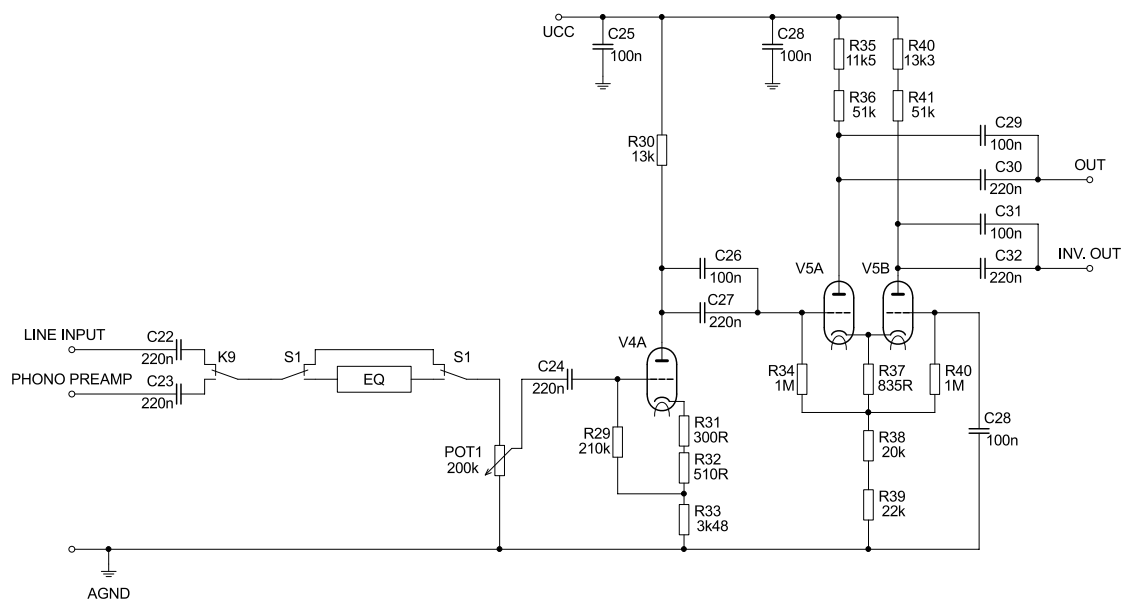
Ke každému z těchto elektrolytických kondenzátorů je navíc paralelně připojen fóliový kondenzátor s kapacitou 100nF. Ty sice nepřenesou celé frekvenční pásmo, ale lépe přenášejí signály s vyšší frekvencí.

Tímto je návrh korekčního předzesilovače úplný. V této kapitole jsou uvedeny vzorce pro výpočet zesílení různých zesilovacích stupňů. Při návrhu dalších částí zesilovače nebude již uváděn celý postup výpočtu a na vzorce bude jen odkazováno.

3.2 Předzesilovač

Úkolem předzesilovače je napětově zesílit vstupní signál na úroveň schopnou vybudit koncový stupeň. Dílčí částí je invertor, na jehož výstupu jsou dva signály, přičemž jeden z nich je fázově invertovaný. Zařazení invertoru je nezbytné pro správné navázání koncového stupně typu Push-Pull.

Na vstup tohoto předzesilovače lze připojit výstup korekčního předzesilovače nebo běžné zdroje signálů s linkovou úrovní. Součástí je také ovládání hlasitosti a ekvalizér. Obvodové zapojení je uvedeno na obr. 14.



Obr. 14 - Schéma předzesilovače

Oba vstupní signály, tedy linkový vstup a výstup korekčního předzesilovače jsou vedeny na kontakt relé K9, který provede selekci podle nastavení uživatele. Dále dvoupólový přepínač, pomocí kterého je ekvalizér buď zařazen do obvodu nebo je zcela přemostěn. O zapojení ekvalizéru pojednává kapitola 3.4. Signál je dále veden na potenciometr POT_1 a následně mřížku elektronky V4A (ECC82). Odpor potenciometru nesmí být příliš velký, jinak by spolu se vstupní kapacitou elektronky působil útlum vysokých kmitočtů. Zdroj signálu s vnitřním odporem R_i připojený k elektronce přes potenciometr s odporem POT_1 má výstupní odpor, který závisí na nastavení běžce a je zřejmé, že je největší, když je běžec v polovině celkového odporu $R_i + POT_1$. Výstupní odpor je pak tvořen dvěma dílčími odpory $(R_i + POT_1)/2$ spojenými paralelně, takže má velikost $(R_i + POT_1)/4$, která rozhoduje o kmitočtovém průběhu. Maximální hodnota tohoto výrazu je pak tedy určena mírou uplatnění Millerova jevu vstupní elektronky.

Tento jev má za následek omezení horního kmitočtového pásma vlivem parazitních kapacit mezi mřížkou a anodou C_{GA} a mřížkou a katodou C_{GK} . U triod jsou tyto kapacity poměrně velké a výsledná vstupní kapacita je také přímo úměrná zesílení stupně. Výpočet zesílení A_U je uveden dále v této kapitole, proto je zde stanovena pouze jeho hodnota a kapacity byly vyčteny z datového listu. Vstupní kapacita elektronky C_{IN} je dána následujícím vztahem

$$C_{IN} = C_{GK} + C_{GA} \cdot (1 + |A|) = (1,9 + 1,63) \cdot 10^{-12} \cdot (1 + 2,24) = 11,4 \text{ pF} . \quad (50)$$

Dále lze vypočítat velikost maximálního vstupního odporu R_{MAX} . Ta závisí na hodnotě zvolené maximální přenesené frekvence $f_{MAX} = 30\text{kHz}$ a kapacitě C_{IN} následovně

$$R_{\text{MAX}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{MAX}} \cdot C_{\text{IN}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 11,4 \cdot 10^{-12}} \doteq 465 \text{ k}\Omega. \quad (51)$$

Nyní je tedy vzorec pro maximální hodnotu potenciometru kompletní.

$$\frac{R_i + POT_{1\text{max}}}{4} = R_{\text{MAX}} \Rightarrow POT_{1\text{max}} = 4 \cdot R_{\text{MAX}} - R_i \quad (52)$$

Vnitřní odpor zdroje signálu se liší, u linkového výstupu je to méně než 1 k Ω a s připojeným korekčním předzesilovačem pak jednotky k Ω . Nicméně jsou oproti velikosti $4 \cdot R_{\text{MAX}}$ zanedbatelné a netřeba je tedy uvažovat. Po dosazení je tedy získána maximální hodnota odporu potenciometru $POT_{1\text{max}} = 1,8 \text{ M}\Omega$.

Minimální hodnota potenciometru závisí na zvolené velikosti vazebního kondenzátoru $C_{22}/C_{23} = 220 \text{ nF}$ (uvažuje se přemostěný ekvalizér), zvolené minimální přenesené frekvenci $f_{\text{min}} = 10 \text{ Hz}$ a vnitřním odporu zdroje signálu R_i . V tomto případě jsou kritické nízké hodnoty R_i , jak vyplývá z následující rovnice, proto je pro výpočet uvažován zdroj s nejnižším R_i , tedy linkový výstup s $R_i \approx 100 \Omega$.

$$R_{\text{POT1min}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{min}} \cdot C_{22}} - R_i = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 220 \cdot 10^{-9}} - 100 = 72,3 \text{ k}\Omega \quad (53)$$

Velikost potenciometru má tedy být v rozmezí 72,3 k Ω až 1,8 M Ω . Byl tedy zvolen potenciometr 200 k Ω s logaritmickým průběhem.

Při návrhu následujících zesilovacích stupňů se předpokládá maximální nastavení hlasitosti a jsou tedy dimenzovány právě na tuto úroveň. Je to bezpečnostní opatření, aby vlivem přebuzení nedošlo k poškození některých částí zesilovače.

Prvním zesilovacím stupněm je elektronka V4A (ECC82) se společnou katodou. Pokud by však byla navržena na maximální zesílení, výstupní signál by měl příliš velkou úroveň pro navázání invertoru. Úroveň signálu na výstupu tohoto stupně tedy byla zvolena na 1 V.

Běžná úroveň linkového výstupu ve spotřební elektronice je 775 mV. Existují ale také zdroje s nižší úrovní (316 mV). Aby i pro tyto zdroje bylo možno dosáhnout maximálního zesílení, bude se při následujících výpočtech uvažovat hodnota vstupního signálu $316 \text{ mV} = 447 \text{ mV}_{\text{p-p}}$. Potřebné zesílení tohoto stupně je tedy

$$A_U = \frac{1}{447 \cdot 10^{-3}} = 2,24 \text{ (7 dB)}. \quad (54)$$

Pro tento stupeň platí následující dvě rovnice, kde první rovnice byla získána v předchozí kapitole, jako rovnice pro výpočet zesílení stupně se společnou katodou. Druhá je součet všech napětových úbytků v hlavní proudové smyčce.

$$A_U = - \frac{\mu \cdot R_Z}{(R_K) \cdot (\mu + 1) + R_i + R_Z} \quad (55)$$

$$U_{CC} = (R_Z \cdot I_A) + U_{AK} + (R_K \cdot I_A). \quad (56)$$

Pracovní bod elektronky byl opět zvolen podle doporučení výrobce a hodnoty A_U a U_{CC} jsou známy. Jedná se tedy o dvě rovnice o dvou neznámých (R_Z a R_K). Kde R_Z představuje anodový rezistor R_{30} a R_K sérii katodových rezistorů $R_{31} - R_{33}$. Řešení těchto rovnic je potom

$$R_Z = R_{30} = 12853 \, \Omega \xrightarrow{E24} 13 \, k\Omega \quad (57)$$

$$R_K = R_{31} + R_{32} + R_{33} = 4281 \, \Omega \rightarrow 300 \, \Omega + 510 \, \Omega + 3,48 \, k\Omega \quad (58)$$

Na sérii katodových rezistorů R_K vzniká mřížkové předpětí. Ovšem celkový úbytek je téměř 45 V. Proto bylo R_K rozděleno na napětový dělič, aby na mřížce elektronky bylo požadované předpětí $U_{GK} = -8,5 \, V$.

Stupeň je tak navržen, aby dosahoval požadovaného zesílení, s doporučeným pracovním bodem a bez nutnosti upravovat velikost napájecího napětí pomocí silně proudově závislých RC článků.

Dalším stupněm předzesilovače je fázový invertor, který signál nejen zesílí, ale také upraví pro navázání koncového stupně. Ve schématu ho tvoří elektronky V5A a V5B. Elektronka ECC82 nelze pro invertor použít, neboť zesílení takového stupně by bylo nedostatečné. Invertor proto tvoří dvojité elektronky ECC83 se zesilovacím činitelem $\mu = 100$, což je téměř 6krát více než u elektronky ECC82. V následující tabulce jsou uvedeny základní parametry elektronky ECC83 a typický pracovní bod, který byl použit i pro zapojení invertoru.

Tab. 4 - Parametry elektronky ECC83 [27]

| Typické hodnoty | | Ostatní parametry | |
|-----------------|-----------------|-------------------|----------------|
| U_{AK} | 250 V | C_{GK} | 1,6 pF |
| U_{GK} | -2 V | C_{GA} | 1,7 pF |
| I_A | 1,2 mA | U_f | 6,3/12,6V |
| R_i | 62,5 k Ω | I_f | 300/150mA |
| μ | 100 | R_G | 2,2 M Ω |

Z kapitoly o koncovém stupni (3.3) vyplývá, že na výstupu invertoru by signály měly mít úroveň 25 V. Na vstupu má signál úroveň 1 V, takže potřebné zesílení je 25 (27,96 dB).

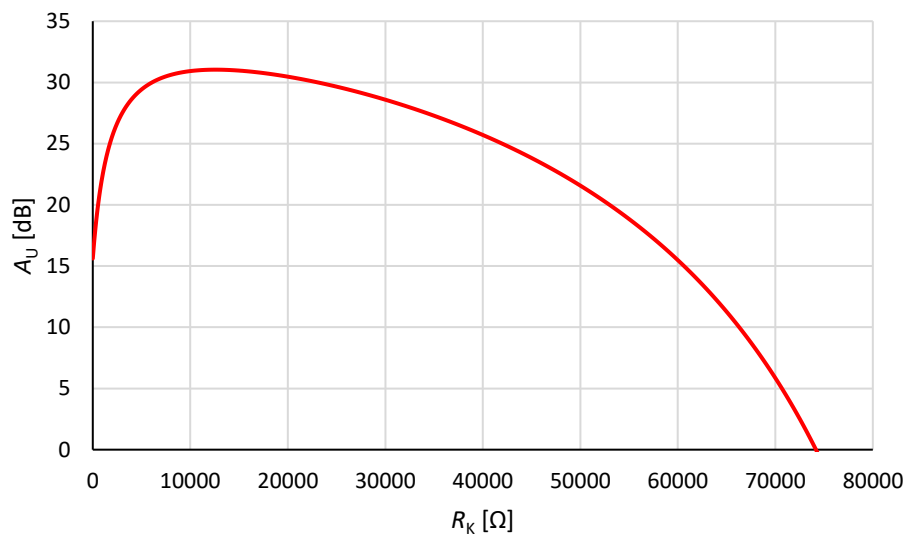
Zesílení elektronky V5B lze určit ze vztahu

$$A_{U(V5B)} = \frac{\mu \cdot R_A}{(R_A + R_i) \cdot \left(2 + \frac{R_A + R_i}{R_K \cdot (\mu + 1)}\right)}, \quad (59)$$

kde R_A představuje rezistory R_{40} a R_{41} a R_K sérii rezistorů $R_{37} - R_{39}$. Pro R_A dále platí

$$R_A = \frac{U_{CC} - U_{AK} - (R_K \cdot 2 \cdot I_A)}{I_A}. \quad (60)$$

Dosazením této rovnice do rovnice (59) je získán vztah pro výpočet zesílení elektronky V5B s jednou neznámou R_K . V grafu na obr. 15 je znázorněn průběh zesílení v závislosti na různých hodnotách R_K .



Obr. 15 – Zesílení invertoru pro různé R_K

Z grafu je patrné, že pro potřebné zesílení $A_U = 25$ má rovnice dvě řešení. Jelikož invertor dosahuje lepších vlastností, je-li napětí na R_K co možná největší, je vhodné použít řešení s vyšší hodnotou, tedy $R_K = 42 \text{ k}\Omega$. Tento je pak dále rozdělen na rezistory $R_{37} - R_{39}$. Na rezistoru R_{37} vzniká mřížkové předpětí, pro které platí

$$R_{37} = \frac{|U_{GK}|}{2 \cdot I_A} = \frac{2}{2 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3}} = 833 \Omega \rightarrow 835 \Omega. \quad (61)$$

Rezistory R_{38} a R_{39} pak doplňují R_K do jeho požadované hodnoty. V obvodu mají funkci proudového zdroje a vzniká na nich střídavá složka řídící elektronku V5B v zapojení se společnou mřížkou.

Pomocí rovnice (60) byly následně vypočteny hodnoty rezistorů R_{40} a R_{41} následovně

$$R_{40} + R_{41} = \frac{U_{CC} - U_{AK} - (R_K \cdot 2 \cdot I_A)}{I_A} =$$

$$\frac{430 - 250 - (42 \text{ k} \cdot 2 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3})}{1,2 \cdot 10^{-3}} \doteq 64,3 \text{ k}\Omega \rightarrow 13,3 \text{ k}\Omega + 51 \text{ k}\Omega. \quad (62)$$

Na výstupu elektronky V5B je tedy neinvertovaný signál s úrovní 25 V. Pokud by však byly pro elektronku V5A použity stejné hodnoty anodových odporů, bylo by její zesílení větší než u V5B. Dokonalé symetrie je dosaženo, pokud

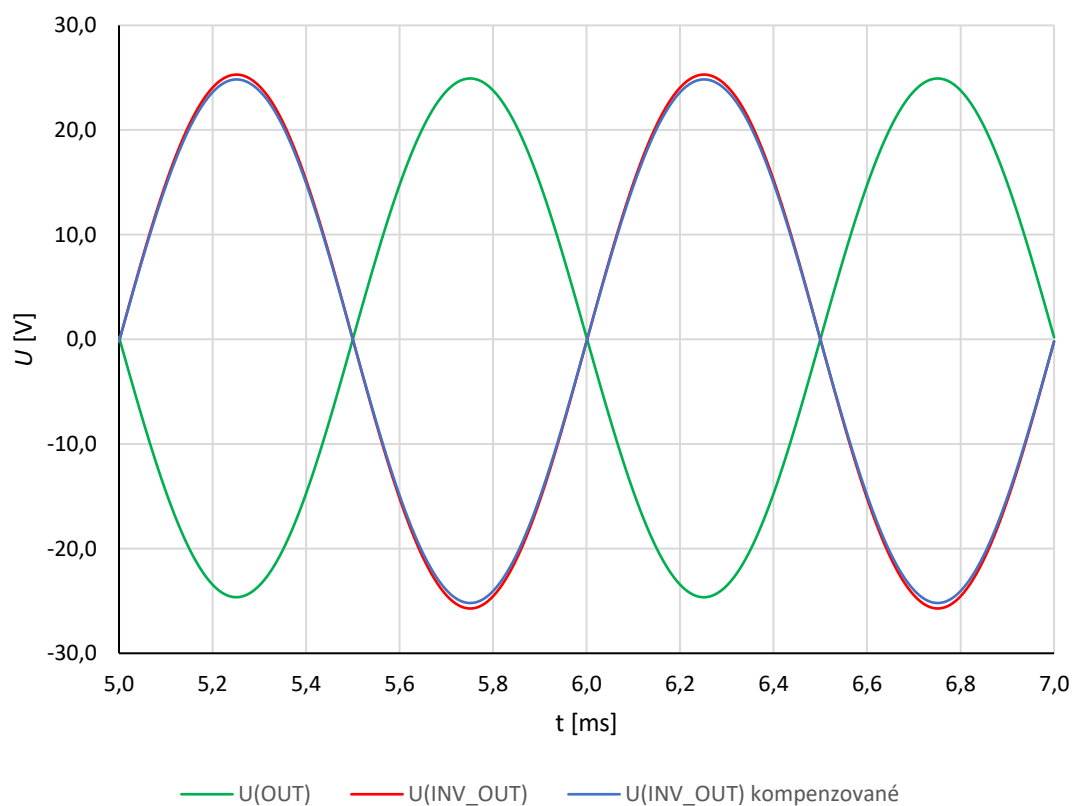
$$\frac{R_{A2}}{R_{A1}} = 1 + \frac{R_{A2} + R_i}{R_K \cdot (\mu + 1)}, \quad (63)$$

kde R_{A2} představuje anodové rezistory elektronky V5B a R_{A1} anodové rezistory elektronky V5A. Jelikož R_{A2} je známé, je možné vypočítat hodnotu kompenzovaného R_{A1} .

$$R_{A1} = R_{35} + R_{36} = \frac{R_{A2}}{1 + \frac{R_{A2} + R_i}{R_K \cdot (\mu + 1)}} = \quad (64)$$

$$\frac{64,3 \cdot 10^3}{1 + \frac{(64,3 + 62,5) \cdot 10^3}{42 \cdot 10^3 \cdot (100 + 1)}} \doteq 62,4 \text{ k}\Omega \rightarrow 11,5 \text{ k}\Omega + 51 \text{ k}\Omega$$

Na obr. 16 jsou simulované průběhy výstupních signálů invertoru se stejnými a kompenzovanými anodovými rezistory.

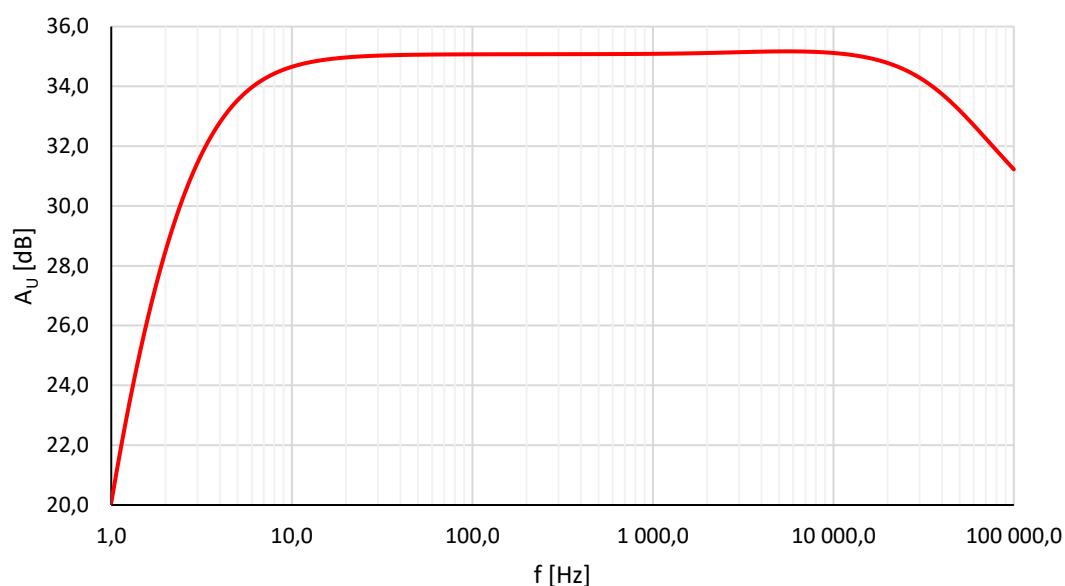


Obr. 16 - Simulace výstupních signálů invertoru pro různé hodnoty R_{A1}

Z grafu je patrné, že vliv velikosti R_{A1} není nikterak velký. Nicméně simulace odpovídají výpočtům a pro kompenzované R_{A1} jsou amplitudy výstupních signálů zcela shodné.

V kytarových zesilovačích se většinou používají stejné hodnoty R_A . Tím je zavedeno mírné zkreslení, které je mnohdy v takových zesilovačích žádoucí. Pro účely věrné reprodukce je však vhodné jakékoliv formy zkreslení snížit na minimum.

Na závěr této kapitoly byla provedena simulace šířky frekvenčního pásma celého předzesilovače s odpojeným ekvalizérem (viz. obr. 17).

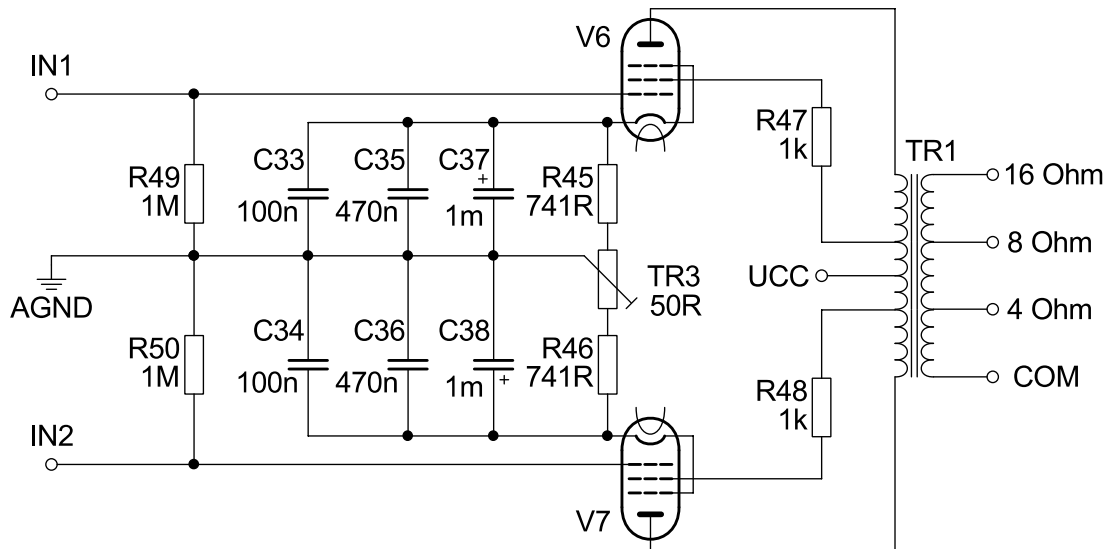


Obr. 17 – Simulovaná frekvenční charakteristika předzesilovače

Z grafu je patrné, že šířka pásma pro útlum ± 3 dB je 3,3 Hz – 76,4 kHz. Předpoklad je takový, že u reálného zesilovače nebude naměřeno frekvenční pásmo takto široké, protože simulační program nepočítá s některými parazitními vlivy v obvodu (kapacity, indukčnosti, impedance vedení), které se ve výsledném obvodu vyskytují a které zásadně ovlivňují tuto charakteristiku. Také správnost vypočtené hodnoty celkového zesílení $A_U = 35$ dB byla touto simulací ověřena.

3.3 Koncový stupeň

Koncový stupeň výkonově zesiluje signál a výstupní transformátor přizpůsobuje vysokou impedanci anodového obvodu vůči nízké impedanci zátěže. Koncový stupeň je typu Push-Pull ve třídě AB. Stupeň je také v ultralinearním zapojení, jehož hlavní výhodou je nízké zkreslení. Schéma koncového stupně je na obr. 18 [26].



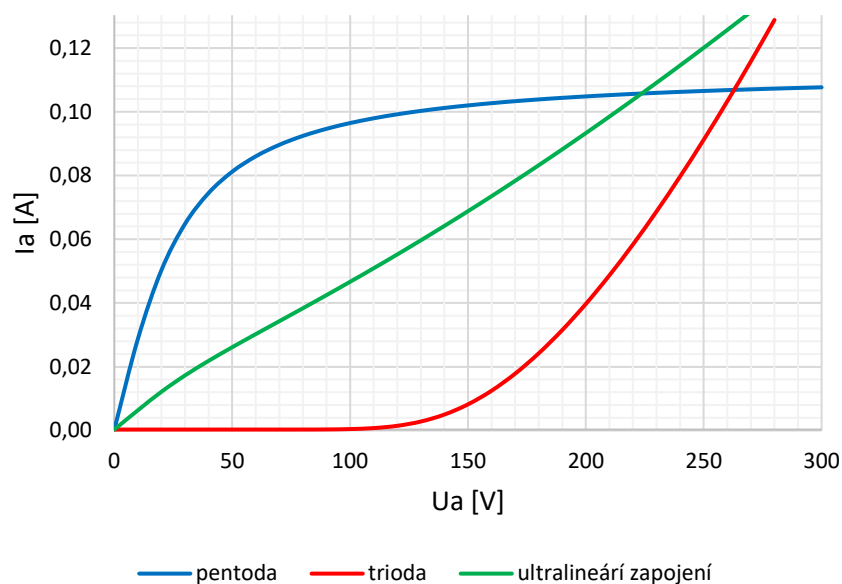
Obr. 18 - Schéma koncového stupně

Signály z invertoru jsou vedeny na vstupy IN1 a IN2 a dále na mřížky g1 koncových pentod EL34. Po zesílení jsou oba signály sloučeny ve výstupním transformátoru. V následující tabulce jsou uvedeny základní vlastnosti koncové elektronky.

Tab. 5 - Parametry elektronky EL34 [22]

| Typické parametry | |
|-------------------|-----------------|
| S | 11 mA/V |
| R_i | 15 k Ω |
| μ | 11 |
| $W_{a(max)}$ | 62,5 k Ω |
| $I_{K(max)}$ | 150 mA |

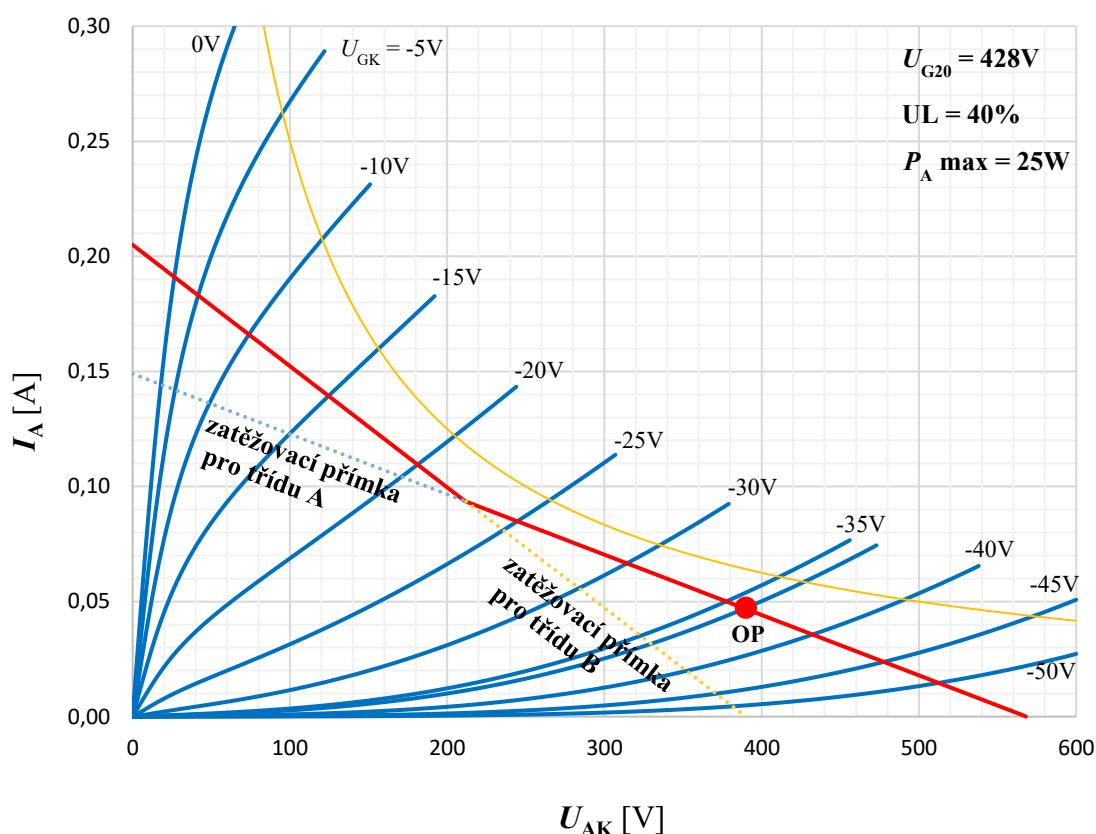
Na následujícím grafu je porovnání anodových charakteristik pentody v triodovém, pentodovém a ultralinearním zapojení.



Obr. 19 – Porovnání triodového, pentodového a ultralinearního zapojení

Z grafu jsou zřejmé rozdíly jednotlivých zapojení. Pentodové zapojení disponuje velkou strmostí a tím i větším zesílením. Ultralinearní zapojení nedosahuje takové strmosti, ale křivka je výrazně lineárnější. Zesílení je tedy menší, ale výhodou je výrazné snížení zkreslení, a to i oproti triodovému zapojení.

Volba pracovního bodu byla provedena grafickou metodou z anodových charakteristik. Výrobce udává anodové charakteristiky pouze pro některé konfigurace koncového stupně v ultralinearním zapojení. Proto bylo nutné tyto charakteristiky nejdříve získat ze simulace. Na následujícím grafu jsou tyto simulované charakteristiky společně s grafickým řešením pracovního bodu, jehož postup bude popsán dále.



Obr. 20 – Grafické řešení pracovního bodu koncového stupně

Pracovní bod OP byl zvolen s ohledem na výkonovou ztrátu elektronky a zvolené napájecí napětí $U_{CC} = 430 \text{ V}$. Pracovní bod je tedy $U_{AK} = 389 \text{ V}$, $I_A = 47 \text{ mA}$ a tomu odpovídající $U_{GK} = -36 \text{ V}$. Součet U_{GK} , U_{AK} a úbytek na primárním vinutí výstupního transformátoru by tedy měl být roven U_{CC} . Ztrátový výkon je pak určen jako součin U_{AK} a I_A , tedy $P_A = 18,3 \text{ W}$. Elektronka je tedy zatížena pouze ze 73 %, což teoreticky vede k delší životnosti.

Nyní je třeba spočítat zatěžovací křivku pro třídu AB (červený průběh). Ta je získána sloučením dvou dílčích zatěžovacích přímek, pro třídu A a třídu B. Pro malé signály se pracovní bod pohybuje pouze po přímce A a zesilovač tak pracuje ve třídě A. V takovém případě je hodnota Z zatěžovací impedance rovna jedné polovině z celkové impedance primárního vinutí výstupního transformátoru. To je patrné ze zapojení, kde každá elektronka pracuje s polovinou primárního vinutí. Pokud je vstupní signál větší, pracovní bod se dostane do oblasti třídy B, kde si dvojice elektronek signál rozdělí a každá zesílí jednu půlvlnu signálu. Zatěžovací impedance je pak rovna jedné čtvrtině z celkové, neboť obě poloviny vinutí jsou zapojeny paralelně.

Výstupní transformátor je od firmy Hammond typ 1650FA, jehož impedance primárního vinutí je 7600Ω . Pak tedy zkratové proudy potřebné pro vynesení zatěžovacích přímek jsou

$$I_{ZKR A} = \frac{U_{AK}}{\frac{Z_{TR}}{2}} + I_A = \frac{389}{\frac{7600}{2}} + 47 \cdot 10^{-3} = 149 \text{ mA} \quad (65)$$

$$I_{ZKR B} = \frac{U_{AK}}{\frac{Z_{TR}}{4}} = \frac{389}{\frac{7600}{2}} = 205 \text{ mA}. \quad (66)$$

Ke zkratovému proudu pro třídu A bylo nutné navíc přičíst hodnotu I_A , aby přímka procházela pracovním bodem.

Nyní je třeba určit potřebnou velikost vstupního signálu, aby zesilovač dosahoval potřebného výkonu. Výstupní transformátor je konstruován na maximální výkon 25 W RMS. Z následujícího vzorce je odvozena potřebná úroveň signálu na primárním vinutí.

$$P_{max} = \frac{U_{prim}^2}{Z_{TR}} \quad (67)$$

$$\downarrow$$

$$U_{prim} = \sqrt{P_{max} \cdot Z_{TR}} = \sqrt{25 \cdot 7600} = 436 \text{ V RMS} = 616,5 \text{ V}_{p-p}$$

Amplituda je potom tedy přibližně 308 V. Po odečtení této hodnoty od anodového napětí v pracovním bodě dostáváme

$$U_{AK min} = 389 - 308 = 81 \text{ V}. \quad (68)$$

Z grafu na obr. 20 je patrné, že při $U_{AK min}$ je $U_{GK min} = -11 \text{ V}$. Konečně potřebná amplituda vstupního signálu je

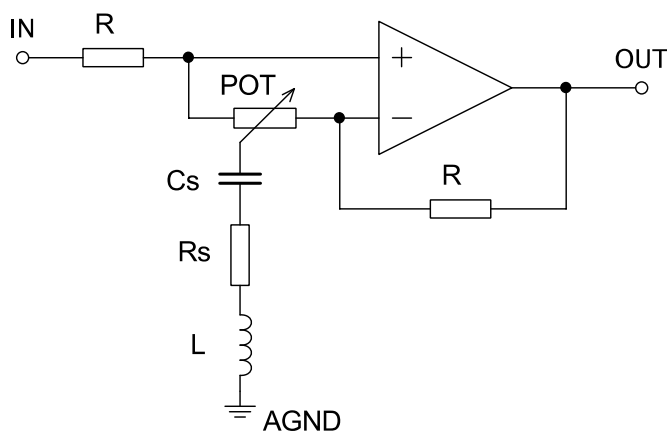
$$U_{IN} = |U_{GK}| - |U_{GK min}| = 36 - 11 = 25 \text{ V}. \quad (69)$$

3.4 Ekvalizér

Úkolem ekvalizéru je upravit přenosovou charakteristiku podle nastavení uživatele. Potřeba takové korekce vychází ze slyšitelných nedokonalostí při reprodukci. Ty mohou mít různé příčiny, vliv poslechového prostoru, nevyrovnaná kmitočtová charakteristika reprosoustavy nebo nedokonalosti samotné nahrávky. Vhodným nastavením lze také například dosáhnout lepší srozumitelnosti řeči, či zvýraznění jednotlivých nástrojů [24].

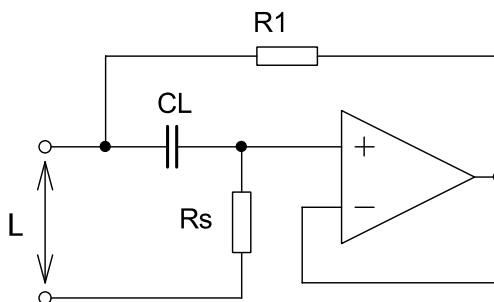
Pro tento zesilovač bylo zvoleno zapojení, obecně označované jako grafický ekvalizér. V těchto ekvalizérech je slyšitelné kmitočtové pásmo rozděleno na několik dílčích pásem, která jsou pomocí tahových potenciometrů zesilována či potlačována, přičemž ve středních polohách není přenosová charakteristika ovlivňována. Potenciometry jsou umístěny vedle sebe na předním panelu, takže při pouhém pohledu na ekvalizér je patrný tvar přenosové charakteristiky, proto se také nazývá grafický.

Základní jednotkou ekvalizéru je tedy pásmový filtr (obr. 21). Na běžec potenciometru je připojen RLC článek, se specifickým rezonančním kmitočtem f_r daný hodnotami těchto tří součástí. Pro frekvence $f < f_r$ má filtr induktivní charakter a pro $f > f_r$ naopak kapacitní. Strmost změny při f_r je pak určena činitelem jakosti Q . Takových filtrů je v reálném obvodu celkem šest, kde jsou potenciometry zapojeny paralelně a z jejich běžců vyvedeny RLC filtry s různými f_r [24].



Obr. 21 - Zjednodušené schéma pásmového filtru (převzato z [24])

Další modifikací tohoto zapojení je náhrada cívek L za syntetickou indukčnost, jejíž schéma je na obr. 22. Tato náhrada byla nutná, neboť pro filtry s nízkým f_r je třeba indukce v řádu jednotek až desítek H, což by zařízení značně prodražilo. Také rozměry a váha takových cívek je značná.



Obr. 22 - Schéma syntetické indukčnosti (převzato z [24])

Pro takovou syntetickou indukčnost pak platí vztah

$$L = C_L \cdot R_S \cdot R, \quad (70)$$

kde R_S představuje sériový odpor cívky. Nyní, když je zřejmé, jaké zapojení bude použito, je třeba určit základní parametry ekvalizéru. Pro úroveň potlačení, či zesílení byla zvolena běžně používaná hodnota ± 12 dB. Dále počet pásem, který je v tomto případě limitován velikostí předního panelu. Bylo tedy zvoleno šest pásem. Běžně používané jsou 10-ti pásmové (oktávové) nebo 15-ti pásmové (2/3 oktávové). V tomto případě je tedy ekvalizér 5/3 oktávový. Tento parametr bude důležitý pro odhad činitele jakosti. Jednotlivé frekvence f_i byly zvoleny následovně: 40 Hz, 125 Hz, 400 Hz, 1,25 kHz, 4 kHz, 12,5 kHz.

Prvním krokem návrhu je volba velikosti rezistoru R . Běžně se používají hodnoty jednotek k Ω , byla tedy zvolena hodnota $R = 4,7$ k Ω . Dále volba činitele jakosti Q , pro který platí

$$Q = \frac{\sqrt{2^N}}{2^N - 1}, \quad (71)$$

kde N je číslo udávající kolika oktávový je ekvalizér, tedy $N = 5/3$. Po dosazení vychází činitel $Q = 0,82$. Tato hodnota ale platí pro útlum 3 dB. Pro účely tohoto zapojení, kdy je maximální útlum 12 dB, je potřeba aby činitel jakosti platil pro útlum 6 dB. Toho se docílí pouhým zdvojnásobením vypočtené hodnoty Q , takže požadovaná hodnota je $Q = 1,64$.

Volba činitele jakosti je do jisté míry kompromisem. Pokud by bylo zvoleno příliš malé Q , docházelo by k ovlivňování nejen požadovaného pásma, ale i pásem vedlejších. Naopak velké Q by způsobilo vznik hluchých míst, která by nastavení filtrů výrazněji neovlivnila. Pokud by byl tedy nastaven maximální útlum/zisk na všech filtrech, byla by přenosová charakteristika velmi zvlněná.

Dalším krokem je výpočet velikosti rezistoru R_S , který je dán velikostí R a přenosem K_U následovně,

$$R_S = \frac{K_U[dB] \cdot R}{1 - K_U[dB]}. \quad (72)$$

Nicméně je vzorec třeba upravit tak aby K_U nebylo v dB, ale bylo bezrozměrnou jednotkou. Po úpravách pak pro R_S platí

$$R_s = \frac{10^{\frac{K_U [dB]}{20}} \cdot R}{1 - 10^{\frac{K_U [dB]}{20}}} = \frac{10^{\frac{-12}{20}} \cdot 4700}{1 - 10^{\frac{-12}{20}}} = 1577 \xrightarrow{E12} 1,6 \text{ k}\Omega. \quad (73)$$

Dále lze vypočítat velikost C_s a L z obr. 21. Hodnota C_s byla určena pomocí jednoho ze vzorců pro výpočet činitele jakosti Q . Uvedený příklad výpočtu platí pro $f_r = 40 \text{ Hz}$.

$$Q = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot C_s \cdot R_s} \quad \downarrow \quad (74)$$

$$C_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot Q \cdot R_s} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 40 \cdot 1,64 \cdot 1600} = 1,52 \text{ }\mu\text{F}$$

Velikost indukčnosti L byla vypočtena za použití známého Thomsonova vztahu.

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_s}} \quad \downarrow \quad (75)$$

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_r^2 \cdot C_s} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 40^2 \cdot 1,52 \cdot 10^{-6}} = 10,43 \text{ H}$$

Nyní je třeba nahradit indukčnost L syntetickou indukčností podle obr. 22. Velikost R_1 byla zvolena na základě podmínky $R_1 \gg R_s$, tedy $R_1 = 470 \text{ k}\Omega$. Dále použitím vzorce (70) byla vypočtena hodnota C_L .

$$C_L = \frac{L}{R_1 \cdot R_s} = \frac{10,43}{470000 \cdot 1600} = 13,9 \text{ nF}. \quad (76)$$

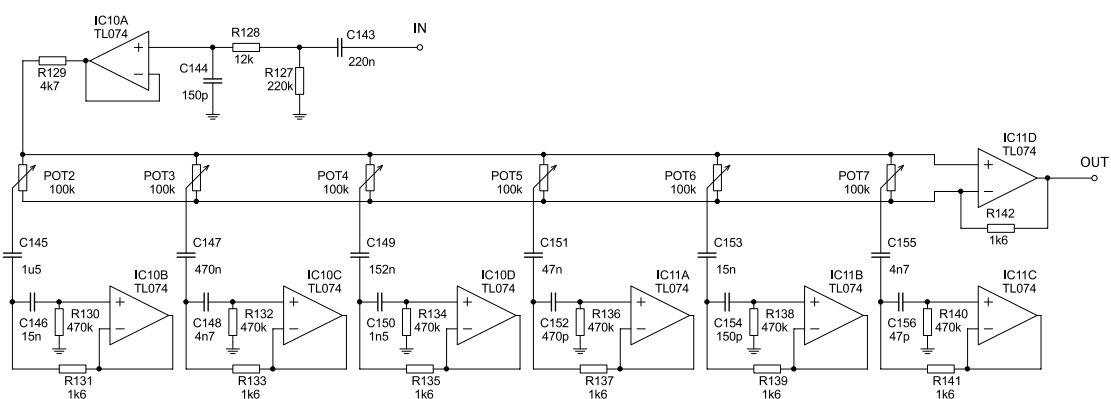
Součástky s tak přesnými hodnotami neexistují v nabízených řadách výrobců, proto byly zvoleny nejbližší možné hodnoty. To ovšem ovlivní vlastnosti ekvalizéru. V následující tabulce jsou mimo vypočtené a zvolené hodnoty součástek také parametry filtrů změněné vlivem zaokrouhlování.

Tab. 6 – Vliv zaokrouhlování na vlastnosti pásmových propustí ekvalizéru

| f_t [Hz] | vypočtené | | | zvolené | | vliv zaokrouhlování | | |
|------------|------------|---------|------------|------------|------------|---------------------|------------|---------|
| | C_s [nF] | L [H] | C_L [nF] | C_s [nF] | C_L [nF] | L [H] | f_r [Hz] | Q [-] |
| 40 | 1518 | 10,43 | 13,872 | 1500 | 15 | 10,55 | 38,69 | 1,66 |
| 125 | 485,6 | 3,34 | 4,439 | 470 | 4,7 | 3,45 | 123,48 | 1,69 |
| 400 | 151,8 | 1,04 | 1,387 | 152 | 1,5 | 1,04 | 384,36 | 1,64 |
| 1250 | 48,56 | 0,33 | 0,444 | 47 | 0,47 | 0,35 | 1234,85 | 1,69 |
| 4000 | 15,18 | 0,10 | 0,139 | 15 | 0,15 | 0,11 | 3869,19 | 1,66 |
| 12500 | 4,856 | 0,03 | 0,044 | 4,7 | 0,047 | 0,03 | 12348,48 | 1,69 |

Z tabulky je patrné, že vlivem zaokrouhlování hodnot se mění rezonanční frekvence f_r a činitel jakosti Q . Nicméně f_r se změní maximálně o 1 % a Q maximálně o 0,05.

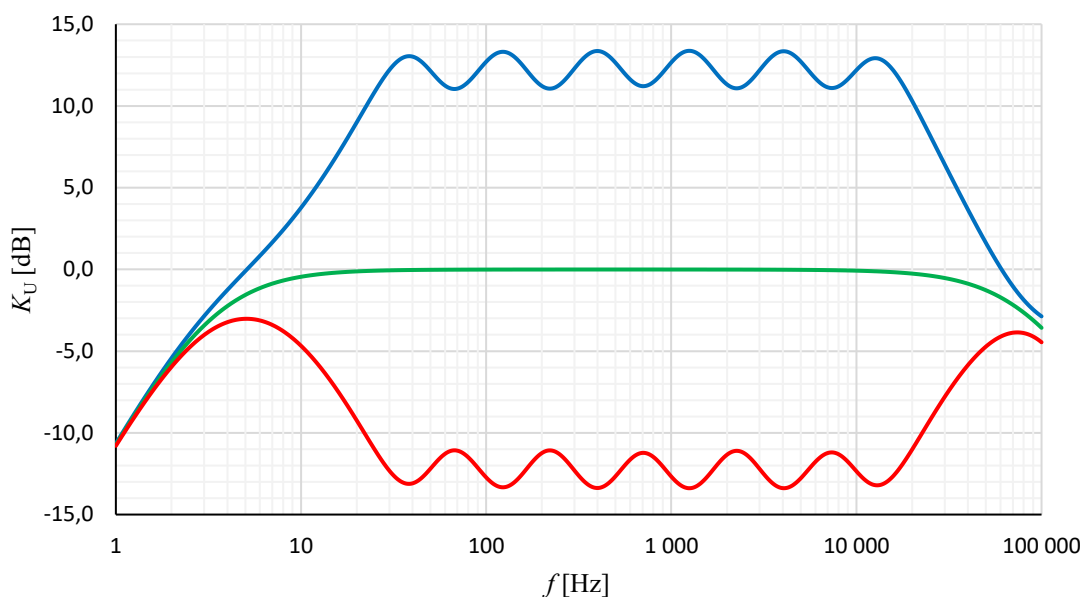
Kompletní schéma ekvalizéru s hodnotami součástek z tabulky je na následujícím obrázku.



Obr. 23 - Schéma ekvalizéru pro jeden kanál

Na vstup ekvalizéru je vřazen dodatečný pásmový filtr, který omezuje celkové přenosové pásmo v rozsahu 3 Hz – 90 kHz.

V grafu na obr. 24 jsou simulované přenosové charakteristiky ekvalizéru pro maximální/minimální nastavený přenos a také pro potenciometry ve střední poloze.



Obr. 24 - Simulace přenosové charakteristiky ekvalizéru pro různá nastavení

Z grafu je zřejmé, že maximální zesílení/útlum odpovídá vypočtené hodnotě ± 12 dB. Touto simulací byla také ověřena správnost zvolených hodnot f_r . Hodnota činitele jakosti Q také odpovídá účelu, změnou poměrů jednotlivých filtrů nejsou postranní pásma výrazně ovlivňována a zvlnění při maximálním zesílení/útlumu je maximálně 2,5 dB.

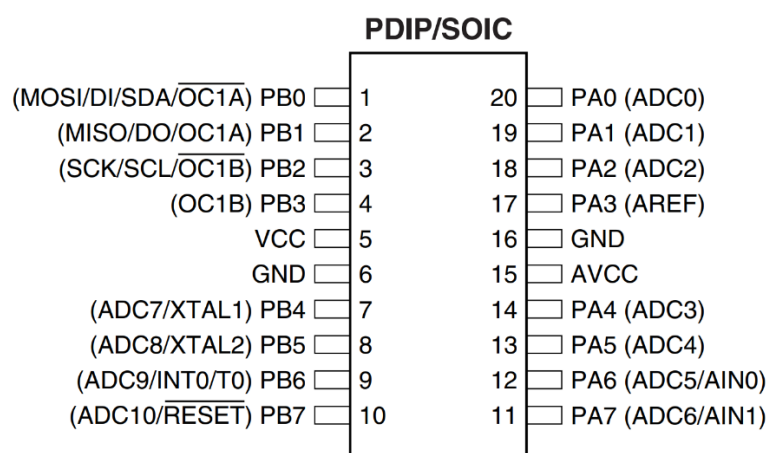
3.5 Mikroprocesor

Mikroprocesor je zde určen k automatizované správě zesilovače. Pro uvedení zařízení do provozuschopného stavu totiž vyžaduje správnou sekvenci úkonů s dostatečnou časovou prodlevou mezi nimi. Mikroprocesor zaručuje dobrou opakovatelnost procesu a eliminuje lidský faktor, který může vést ke snížení životnosti zařízení nebo jeho poškození.

Po připojení napájecího napětí setrvává mikroprocesor ve STANDBY módu (všechny části zesilovače jsou odpojeny) a vyčkává na aktivaci uživatelem. Aktivováním se spustí sekvence úkonů vedoucí k provozuschopnému stavu. Dále kontrolér reaguje na změnu stavu uživatelských přepínačů. Při změně vykoná potřebnou sekvenci a pak se opět vrátí do provozního stavu. Nakonec po deaktivaci a vykonání příslušného procesu je zesilovač uveden zpět do STANDBY módu. Na obr. 25 je uveden vývojový diagram programu mikroprocesoru.

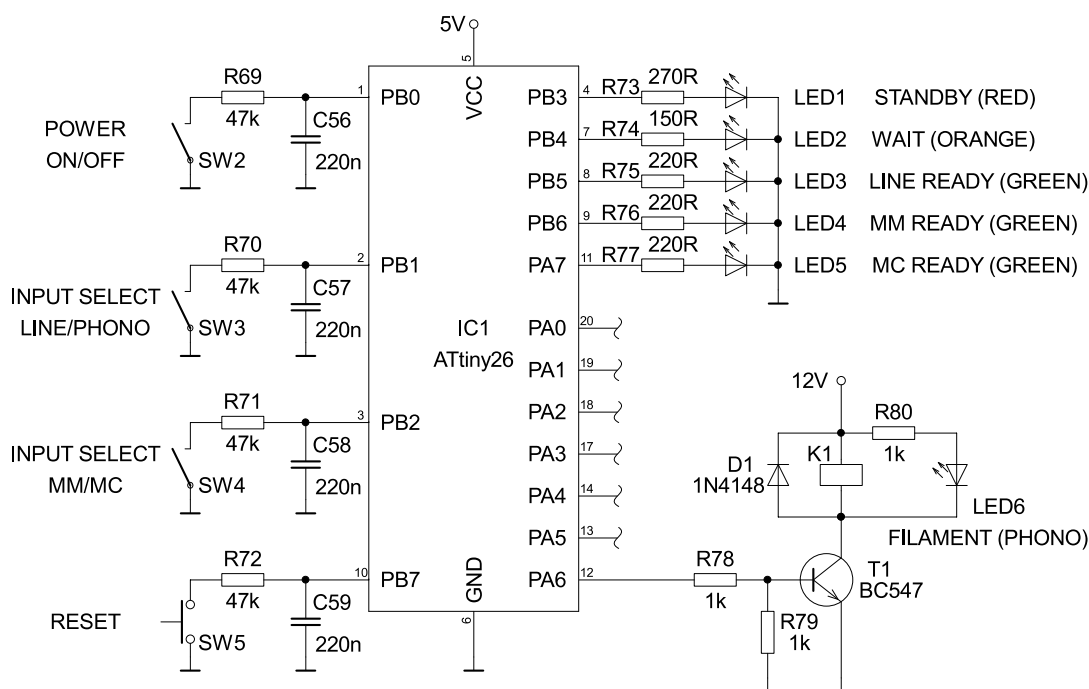
Mikroprocesor také pomocí LED diod indikuje, v které části se program právě nachází. Indikuje se tedy STANDBY mód, připravenost zařízení podle nastavení uživatelských přepínačů a stav WAIT, kdy mikroprocesor vykonává příslušný proces a po tu dobu nelze zařízení používat, ani měnit nastavení přepínačů.

Pro tuto aplikaci byl vybrán mikroprocesor ATtiny26 od firmy Atmel. Jedná se o 8bitový procesor založený na struktuře RISC. Disponuje 2 kB FLASH pamětí, 128 B EEPROM pamětí a 128 B SRAM pamětí. Dále obsahuje dva 8-bit čítače a 10-bit ADC převodník [25]. Výhodou je interní RC oscilátor s frekvencí až 8 MHz a jelikož není třeba přesného časování, není třeba ani vnějšího zdroje hodinového signálu. V provedení DIP nebo SOIC má čip 20 vývodů, přičemž 16 vývodů lze použít jako pracovní. Jsou to celkem dva porty o osmi vývodech (PA0:7 a PB0:7).



Obr. 26 - Pinout mikroprocesoru ATtiny26 (převzato z [25])

Potřeba jsou tři vstupní piny pro přepínače, sedm výstupních pro spínání relé a pět výstupních pro indikační LED diody. Vyveden je ještě jeden spínač pro reset kontroléru a tím jsou zabrány všechny jeho vývody. Na obr. 27. je schéma zapojení mikroprocesoru.



Obr. 27 - Schéma zapojení mikroprocesoru

Přepínače jsou zapojeny přes rezistor a kondenzátor na vstup kontroléru. Tato kombinace společně s Pull-Up rezistorem eliminují zákmity vzniklé při přepnutí. V rozepnutém stavu je na vstupním pinu napětí o hodnotě blízké napájecímu ($\log 1$), které je přivedeno z napájecího napětí vnitřní strukturou přes Pull-Up rezistor. Kondenzátor je tedy nabitý a při sepnutí spínače se začne vybíjet přes rezistor $50\text{k}\Omega$. Po dobu trvání zákmitů tak kondenzátor drží napětí vyšší, než je rozhodovací úroveň kontroléru. Poté napětí plynule pod tuto úroveň klesne ($\log 0$). Podobně je tomu při rozepnutí spínače. Rozepnutím se kondenzátor začne nabíjet přes Pull-Up rezistor a během trvání zákmitů drží kondenzátor nízké napětí.

Kontrolér má také za úkol spínat různá napětí v obvodu nebo přepínat signály, což je realizováno pomocí relé. Pro spínání vysokých napětí (430 V) ovšem není možné použít běžné elektromagnetické relé, protože při vypínání by byl z kontaktu vytažen oblouk, který by se na krátkém odskoku mechanického relé nehasil. Mechanická relé s velkým odskokem trh sice nabízí, ale jejich rozměry jsou neúměrné tomuto zařízení. Proto byla pro tyto účely použita polovodičová relé, která mohou spínat i 2 kV a rozměry jsou srovnatelné s běžnými relé. Nevýhodou těchto relé je několikanásobně vyšší cena.

Všechna relé je sice nutno napájet napětím 12 V , ale pomocí tranzistorů lze toto napětí spínat logickými úrovněmi kontroléru. Ve schématu na obr. 27 je znázorněn pouze jeden takový obvod vyvedený z pinu PA6, ale v reálném zapojení jsou shodné obvody připojeny i na piny PA0:5. Pro testovací účely jsou také přidána tlačítka přemostňující tranzistory. Zařízení tak lze ovládat i bez kontroléru. Tato tlačítka ovšem nejsou běžnému uživateli přístupná.

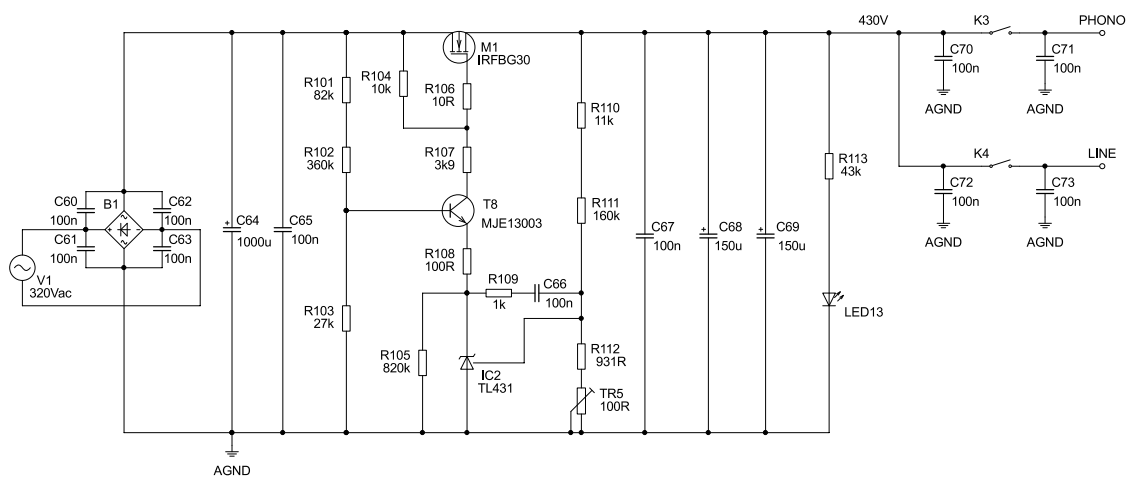
Výstupem z kontroléru jsou také LED diody, které indikují celkový stav zařízení nebo sepnutí jednotlivých relé.

3.6 Napájení

Pro správnou funkci zesilovače je třeba celkem šesti napěťových zdrojů. Jsou to zdroje 5 V pro napájení řídicí logiky, 12 V pro napájení ovládacích relé, ± 15 V pro ekvalizér, 6,3 V a 12,6 V pro žhavení elektronek a 430 V pro napájení anodových obvodů elektronek.

3.6.1 Zdroj anodového napětí 430 V

Tento zdroj napájí nejen anody elektronek, ale také výstupní transformátor, na kterém má být dle návrhu právě 430 V. Zdroj je navržen tak, aby dodaný proud mohl živit oba kanály. Schéma stabilizátoru je níže na obr. 28.



Obr. 28 - Schéma zdroje anodového napětí

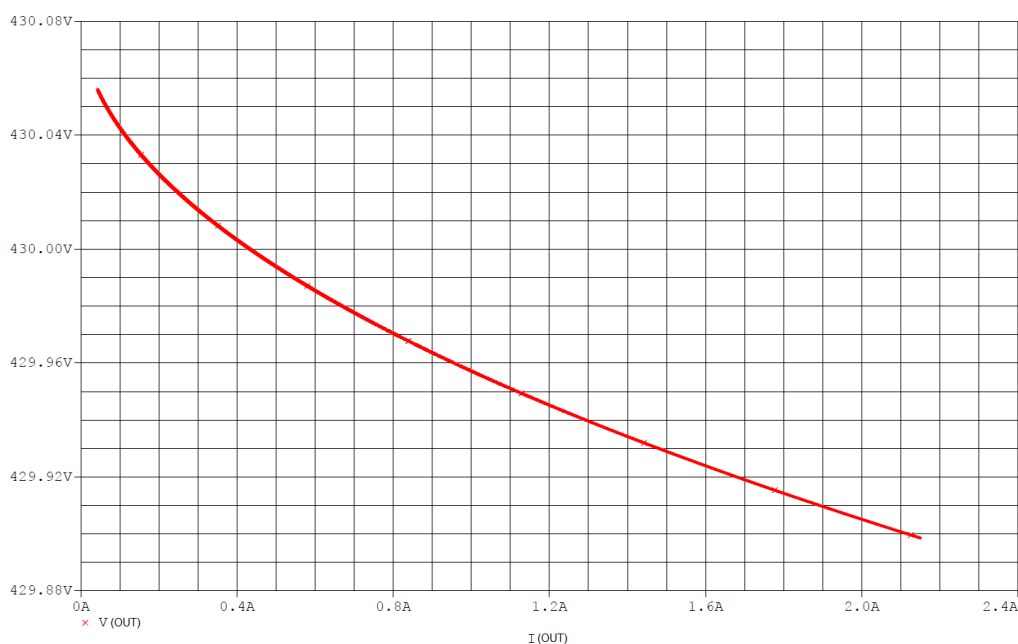
Stabilizátor tvoří výkonový MOSFET tranzistor IRFBG30, který v obvodu funguje jako regulátor protékajícího proudu. Stabilizátor je řízen pomocí zpětné vazby, kterou zajišťuje napěťová reference TL431. Ta se snaží udržovat konstantní napětí mezi referenční svorkou a anodou. Pokud tedy výstupní napětí vzroste, vznikne na rezistoru R_{112} a trimru TR_5 větší úbytek napětí. Na to reference zareaguje tak, že se zvýší proud protékající mezi katodou a anodou a dojde k otevření tranzistoru T_8 a ke snížení napětí na elektrodě gate tranzistoru M_1 . Tranzistor začne klást vyšší odpor a výstupní napětí tak klesne.

Při výpočtu výstupního napětí se vychází z konstantního napětí na rezistoru R_{112} a trimru TR_5 , tedy 2,5 V. Pokud je trimr ve své střední poloze, je celkový odpor této sériové kombinace 981 Ω a proud, který jí protéká je $I_S = 2,5$ mA. Nyní je třeba dopočítat rezistory R_{110} a R_{111} dle vztahu

$$R_{110} + R_{111} = \frac{(U_{OUT} - U_{REF})}{I_S} = \frac{430 - 2,5}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 171 \text{ k}\Omega \xrightarrow{E24} 160 \text{ k}\Omega + 11 \text{ k}\Omega. \quad (77)$$

Kondenzátory C_{65} a C_{67} společně s RC filtrem tvořeným R_{109} a C_{66} zabráňují nestabilitám v obvodu způsobené rušivými vysokofrekvenčními signály. Stabilizaci také přispívají rezistory R_{106} až R_{108} , které snižují zisk celé smyčky. Dále kondenzátory C_{60} až C_{63} u můstkového usměrňovače zabráňují průniku vysokofrekvenčního signálu do obvodu.

Zdroj by měl dle výpočtů schopen dodat proud 416 mA. Při tomto výstupním proudu je na tranzistoru M_1 výkonová ztráta $P_D = 13$ W. Povolená výkonová ztráta na tranzistoru je 125 W, rezerva je tedy dostatečná, nicméně je třeba tento komponent umístit na chladič. Na obr. 29 je simulace závislosti výstupního napětí na výstupním proudu.



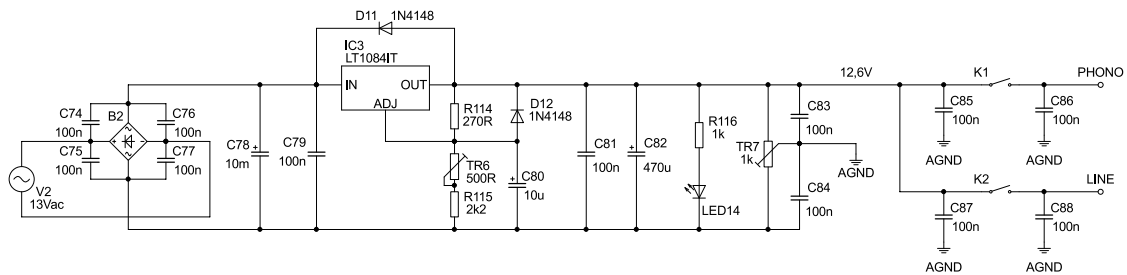
Obr. 29 - Simulace výstupního napětí na výstupním proudu anodového zdroje

Při vypočtené hodnotě výstupního proudu a vhodného nastavení TR_2 je výstupní napětí požadovaných 430 V. Výkyv výstupního proudu o ± 250 mA způsobí změnu výstupního napětí pouze 40 mV. Napětí je tedy pro danou aplikaci dostatečně stabilní.

Spínáním polovodičových relé K3 a K4 je pak napětí přiváděno na příslušné signálové části zesilovače.

3.6.2 Zdroje žhavení 6,3 V a 12,6 V

Tyto zdroje slouží ke žhavení elektronek ECC82, ECC83 a EL34. Výrobce elektronky ECC82 a ECC83 udává žhavicí napětí 6,3 V při proudu 300 mA nebo 12,6 V při proudu 150 mA. Zvolena byla druhá varianta, neboť nižší proud způsobí i nižší výkonovou ztrátu na regulátoru. V zesilovači je celkem šest elektronek s tímto žhavením, potřebný proud zdroje je tedy 900 mA. Tento zdroj je tvořen jedním lineárním stabilizátorem LT1084IT od firmy Linear Technology zapojeným podle doporučení (viz. obr. 30).



Obr. 30 - Schéma zapojení žhavicího zdroje 12,6 V

Výstupní napětí určuje poměr rezistoru R_{114} a trimru TR_6 v sérii s R_{115} . Pokud je trimr ve své střední poloze, pak výstupní napětí je určeno vztahem

$$U_{OUT} = U_{REF} \cdot \left(1 + \frac{TR_6 + R_{115}}{R_{114}}\right) = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{250 + 2,2 \cdot 10^3}{270}\right) = 12,59 \text{ V} . \quad (78)$$

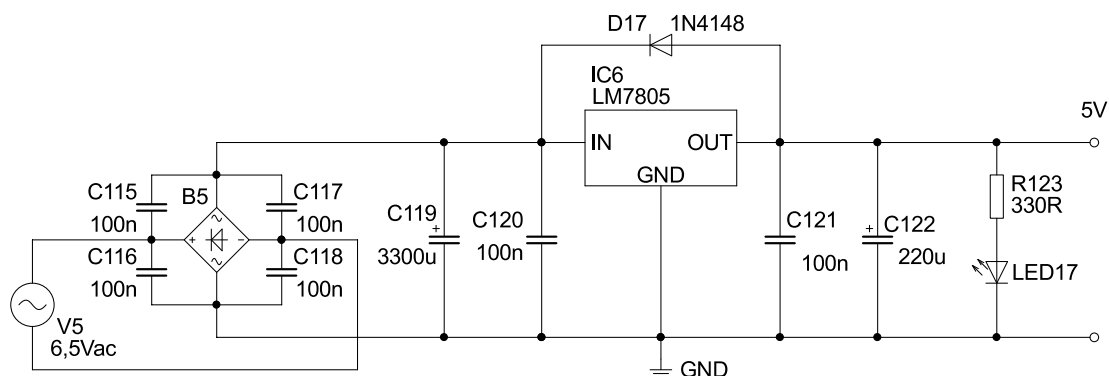
Hodnota U_{REF} je referenční napětí stabilizátoru 1,25 V. Pomocí trimru bude hodnota upravena na požadovaných 12,6 V.

Trimr TR_7 slouží k minimalizaci případného brumu při ožiování zesilovače.

Zdroj žhavení s výstupním napětím 6,3 V sloužící pro žhavení koncových pentod EL34 je téměř identický se zdrojem 12,6 V. Jedinou úpravou jsou hodnoty rezistorů ve zpětnovazební smyčce stabilizátoru. Pak podle předchozího vzorce (78) vychází výstupní napětí na požadovaných 6,3 V. Rozdílné je také vstupní napětí, které je v tomto případě 7,5 Vac. Proud potřebný pro žhavení jedné EL34 je 1,5 A, celkový nárok na proud tohoto zdroje je tedy 6 A. Stabilizátor je ale dle výrobce schopný dodat 5 A, proto je potřeba použít dva takové zdroje, jeden na každý kanál s odběrem 3 A.

3.6.3 Zdroje napětí 5 V, 12 V a ± 15 V

Zdroj 5 V je potřebný pro napájení mikroprocesoru, ovládající zesilovač. Jelikož odběr mikroprocesoru by neměl překročit 200 mA, byl zvolen obyčejný lineární stabilizátor LM7805. Zapojení na obr. 31 je podle doporučení výrobce.

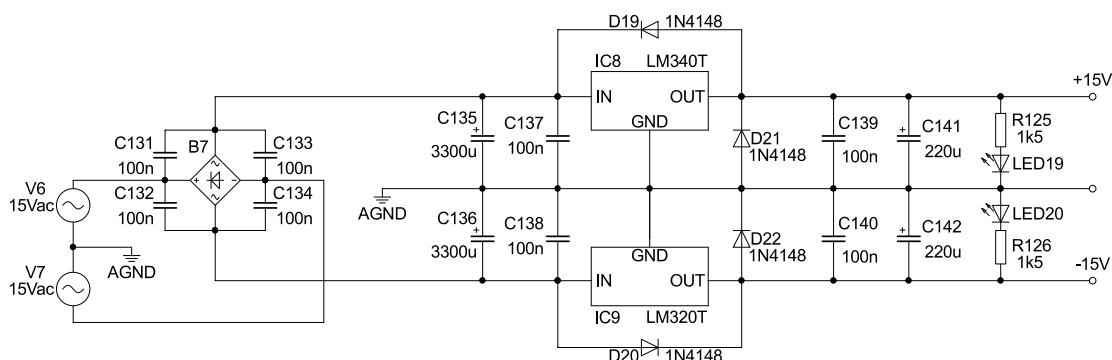


Obr. 31 - Schéma zapojení zdroje 5 V

Kondenzátory C_{120} a C_{121} filtrují vysokofrekvenční složky a tím zvyšují stabilitu obvodu. Dioda D_{17} slouží k ochraně stabilizátoru při odpojení napájení. Jinak by mohlo dojít k vybití filtračního kondenzátoru C_{122} přes stabilizátor a tím ho poškodit.

Zdroj 12 V napájí řídicí relé, ovládané mikroprocesorem. Celkový odběr tohoto zdroje je maximálně 500 mA a požadavky na stabilitu výstupního napětí jsou minimální, proto byl i pro tento případ zvolen jednoduchý fixní lineární stabilizátor LM7812. Schéma zapojení tohoto zdroje je identické jako pro zdroj 5 V (obr. 31) s výjimkou integrovaného stabilizátoru.

Symetrický zdroj ± 15 V pro napájení ekvalizéru je rovněž podobný zdroji 5 V. V zapojení jsou dva stabilizátory, z nichž jeden stabilizuje +15 V a druhý -15 V, jak je vidět na následujícím schématu.



Obr. 32 - Schéma zapojení zdroje ± 15 V

Pro tento zdroj je třeba dvou stejných sekundárních vinutí na síťovém transformátoru, které mají jeden společný vodič a ten je pak připojen na signálovou zem zesilovače. Tím je docíleno symetrického napájení.

Výhodou těchto stabilizátorů je jednoduché obvodové zapojení a poměrně dobrá stabilita. Nevýhodou je velký rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím (přibližně 2 V). Při větším proudovém odběru to způsobí velkou výkonovou ztrátu. Modernější stabilizátory, jako ve zdrojích 6,3 V a 12,6 V, mohou mít na svém vstupu napětí jen o 0,5 V vyšší, než na výstupu a tím tak dosáhnout většího proudového odběru.

3.6.4 Návrh transformátoru

Síťový transformátor dodává energii celému zařízení a je třeba jej dimenzovat s dostatečnou rezervou. Zvolený výrobce JK-Eltra vyrábí toroidní transformátory na základě hodnot sekundárních vinutí a příslušných proudů při zatížení. Následující tabulka zobrazuje požadované hodnoty napětí v obvodech a návrh sekundárních vinutí včetně proudů.

Tab. 7 - Přehled hodnot napájecích napětí a návrh vinutí transformátoru

| | Hodnoty v obvodu | | Návrh vinutí | | |
|-----------------|------------------|-----------|--------------|-----------|-----|
| | Napětí [V] | Proud [A] | Napětí [V] | Proud [A] | |
| Napájení logiky | 5 | 0,2 | 6,5 | 0,4 | TR3 |
| Napájení relé | 12 | 0,6 | 13 | 1,2 | |
| Zdroj žhavení | 6,3 | 6,4 | 7,5 | 4,5 | |
| | | | 7,5 | 4,5 | |
| Zdroj žhavení | 12,6 | 0,9 | 13 | 2 | |
| Napájení EQ | ±15 | 0,2 | 2x15 | 0,4 | TR4 |
| Anodový zdroj | 430 | 0,3 | 320 | 0,6 | |

Při návrhu bylo nutné zohlednit minimální úbytek napětí na stabilizátorech. Pokud by napěťová rezerva nebyla dostatečná, výstupní napětí by nedosahovalo patřičných hodnot. V opačném případě příliš velká rezerva by na stabilizátorech způsobila velké výkonové ztráty.

Proud sekundárních vinutí je většinou navržen na dvojnásobek požadovaného. V okamžiku připojení zařízení do sítě, se totiž nabíjí všechny kapacity velkým proudem a transformátor je tak po krátkou dobu výkonově přetížen.

Z tabulky je také vidět, že vinutí pro zdroj žhavení 6,3 V je rozděleno na dvě. Důsledkem jsou slabší sekundární vodiče, a navíc tento zdroj žhavení je v zesilovači dvakrát, takže na každé vinutí bude připojen jeden zdroj.

Po předchozí zkušenosti s touto firmou bylo sekundární vinutí pro anodový zdroj navrženo na samostatný transformátor. Při kombinaci vysokého a nízkého napětí sekundárních vinutí na jednom transformátoru vede k nestabilitě nízkonapěťových zdrojů při velkých proudových odběrech.

ZÁVĚR

Diplomová práce se zabývá návrhem, simulacemi a konstrukcí elektronického zesilovače s možností připojení gramofonu i běžných zdrojů s linkovou úrovní signálu. Zařízení tvoří korekční a vstupní předzesilovač, koncový stupeň, ekvalizér, napájecí zdroje a řízení pomocí mikroprocesoru.

Výstupní signál gramofonové přenosky má nízkou úroveň (0,5 – 2,5 mV) a frekvenční charakteristika není plochá, proto je třeba použít korekční předzesilovač, který zesílí signál a upraví charakteristiku tak, aby na jeho výstupu měl signál podobné parametry jako signál linkový. Přenosová charakteristika frekvenčního filtru by měla odpovídat normované RIAA charakteristice.

Simulace ukázaly, že s nominálními hodnotami součástek v tomto filtru je frekvenční charakteristika shodná s teoretickou (s přesností na desetiny dB). Proto byla provedena analýza typu Worst Case, která uvažuje výrobní tolerance součástek. Zvolení výrobcí udávají toleranci pasivních součástek 5 %. Frekvenční charakteristika se poté lišila maximálně o $\pm 0,9$ dB a to zejména na vyšších kmitočtech.

Magnetodynamické gramofonové přenosky jsou dvojího typu – MM (Moving Magnet) a MC (Moving Coil). Liší se výstupním napětím, kde u přenosky MC je až desetkrát nižší. Proto je potřeba měnit celkové zesílení korekčního předzesilovače v závislosti na typu připojené přenosky. Toho bylo docíleno přídavnými kondenzátory, které jsou přes spínače připojovány do katodových obvodů některých stupňů. Při sepnutí spínačů jsou katodové rezistory střídavě zkratovány a zesílení se tak zvýší. Při použití MC přenosky jsou tedy spínače sepnuté a pro MM rozepnuté. S připojenými spínači je zesílení podle simulace 1330 (výpočtem 1185) a s rozepnutými 400 (výpočtem 372). Úroveň výstupního signálu má být podobná linkovému, tedy přibližně 775 mV. Simulace také ukázaly, že se úroveň výstupního signálu, bez ohledu na typ přenosky, liší maximálně o ± 125 mV.

Další částí je předzesilovač, který má signál dále zesílit na úroveň schopnou vybudit koncový stupeň. Jeho součástí je potenciometr pro ovládání zisku (hlasitosti) a také invertor, který je nezbytný pro navázání koncového stupně typu Push-Pull. Na výstupu invertoru jsou signály o shodné amplitudě a frekvenci, ale s opačnou fází. Simulací byla ověřena hodnota zesílení předzesilovače $A_U = 56$ a také shodnost výstupních signálů invertoru. Dále byla provedena simulace frekvenční charakteristiky pro zjištění teoretické šířky přenosového pásma (3,3 Hz – 76,4 k Hz).

Součástí předzesilovače je také šesti pásmový ekvalizér. Ten může být sepnutím přepínače vřazen do signálové trasy nebo jím může být přemostěn. Ekvalizér tvoří série pásmových RLC filtrů, kde jsou indukčnosti L nahrazeny syntetickými indukčnostmi s použitím operačních zesilovačů. Pomocí simulace byly ověřeny vypočtené parametry, např. maximální zisk/útlum ± 12 dB nebo zvolené rezonanční frekvence f .

Koncový stupeň je pro jeden kanál tvořen dvojicí pentod EL34 a výstupním transformátorem 1650FA od firmy Hammond. Zapojení odpovídá třídě AB a pentody pracují v tzv. ultralinearním režimu. Pro tento režim je z primárního vinutí výstupního transformátoru vyvedena odbočka, která je připojena ke stínícím mřížkám pentod. Tím je zavedena záporná zpětná vazba, neboť signál vyvedený z odbočky je v protifázi se vstupním signálem. Tato vazba má za následek snížení zesílení, ale zkreslení takto zapojené pentody je výrazně nižší. Koncový stupeň byl navržen tak, aby výkon jednoho kanálu zesilovače byl 25 W, což je zároveň limitní výkon výstupního transformátoru.

Součástí zesilovače je také mikroprocesor, který má za úkol ovládat zařízení v závislosti na uživatelských přepínačích a potřebách pro správný chod. Při spuštění zařízení je potřeba dodržet jistou sekvenci úkonů se správným pořadím a dostatečnou prodlevou mezi nimi. Úkony spočívají v připojování anodových napětí, žhavicího napětí a odpojování vstupu či výstupu. To je realizováno pomocí relé, které jsou spínány logickými úrovněmi kontroléru. Po zapnutí zařízení nebo přepnutí uživatelského přepínače je vykonána příslušná sekvence a pomocí LED diod je signalizován aktuální stav zařízení.

Pro správnou činnost zesilovače je třeba celkem šesti stejnosměrných zdrojů napětí. Jedná se o zdroj anodových napětí, dva zdroje žhavení, symetrický zdroj pro napájení ekvalizéru a zdroje napájecí řídicí logiku a spínací relé. Anodový zdroj má mít na svém výstupu napětí 430 V a je tvořen výkonovým MOSFET tranzistorem, který je řízen zpětnovazební smyčkou tvořenou zejména napět'ovou referencí TL431. Proud, který má tento zdroj dodat, je dle výpočtu 416 mA. Simulací bylo zjištěno, že výkyv výstupního proudu o ± 250 mA způsobí změnu výstupního napětí pouze 40 mV. Napětí je tedy pro danou aplikaci dostatečně stabilní.

Zdroje žhavení jsou realizovány integrovanými stabilizátory v doporučeném zapojení s trimry pro doladění výstupního napětí. Proudový odběr těchto zdrojů je značně vysoký, což vede k velké výkonové ztrátě a proto je třeba tyto stabilizátory umístit na dostatečně velký chladič. Nároky na zdroje 5 V, 12 V a ± 15 V jsou minimální, proto jsou realizovány obyčejnými lineárními stabilizátory s fixním výstupním napětím bez nutnosti umístit je na chladič.

Síťový transformátor je navržen s ohledem na minimální úbytek napětí na stabilizátorech. Proudové sekundární vinutí jsou většinou navrženy na dvojnásobek požadovaných z důvodu nabíjení kapacit při spuštění zařízení. Dále sekundární vinutí pro anodový zdroj bylo navrženo na samostatný transformátor. Při kombinaci vysokého a nízkého napětí sekundárních vinutí na jednom transformátoru totiž vede k nestabilitě nízkonapět'ových zdrojů při velkých proudových odběrech.

Cílem diplomové práce bylo navrhnout a sestavit funkční elektronkový zesilovač se vstupy přizpůsobenými pro připojení gramofonového zdroje signálu. Při kompletaci však nastalo několik problémů. Při úvodním ožiování zesilovače nejprve došlo k explozi jednoho z elektrolytických kondenzátorů C_{37} v koncovém stupni, což bylo způsobeno poruchou kontaktu na přívodu k mřížce g1 elektronky V6. Po opravě této závady proběhlo úspěšné nastavení proměření všech pracovních bodů. Následovalo další ožiování zesilovače, které však odhalilo další problém. Ačkoliv zesilovač jako takový zesiluje vstupní signál podle vypočtených hodnot zesílení, dochází zde ke zkreslení. K užitečnému výstupnímu signálu je přičítána neznámá signální složka o frekvenci 100 Hz tvaru pily, která nejspíš vzniká vlivem průniku usměrněného napětí některého ze zdrojů, pravděpodobně induktivní vazbou. Nicméně pomocí osciloskopu byla změřena napětí na výstupech všech zdrojů a žádný z nich nevykazoval výraznou míru zvlnění. Z časových důvodů již nebylo možné odhalit přesnou příčinu tohoto chování.

LITERATURA

- [1] LUKEŠ, Jaroslav. *Věrný zvuk: Určeno pro prac. v nízkofrekvenční elektrotechn. a radioamatéry*. Praha: SNTL, 1962. Řada elektrotechnické literatury. ISBN 04-551-62.
- [2] VLACH, Jaroslav. *Lampárna: aneb Co to zkusit elektronkami*. Praha: BEN – technická literatura, 2004. ISBN 978-80-7300-091-1.
- [3] MELEZINEK, Adolf. *Napájecí zdroje pro elektronická zařízení: určeno [též] stud. odb. škol*. Praha: SNTL, 1966. Elektrotechnická minima. ISBN 04-502-66.
- [4] MUSIL, Tomáš. *Hybridní mikrofonní předzesilovač s plynulou volbou technologie zesilovače*. Brno, 2017. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
- [5] KOŠARIŠŤAN, Miroslav. *Návrh korekčního předzesilovače pro klasický gramofon*. Brno, 2009. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Doc. Ing. Lubomír Brančík, Ph.D.
- [6] OTL Amplifiers [online]. USA: Mgr. Patrick Turner, 2018 [cit. 2020-06-31]. Dostupné z: <http://www.turneraudio.com.au/index.html>
- [7] NEXT-TUBE [online]. Eugene Karpov [cit. 2020-06-31]. Dostupné z: <https://next-tube.com/index.php>
- [8] WAYNE STEGALL *Phono Equalization Calculations* [online]. Wayne Stegall, 2015 [cit. 2020-06-31]. Dostupné z: <http://waynestegall.com/audio/riaa.htm>
- [9] JAC-MUSIC [online]. Muehlheim [cit. 2020-06-31]. Dostupné z: <https://jacmusic.com/Navigation/Products-All.html>
- [10] *OPTIMISED ULTRA-LINEAR: HI-FIDELITY AUDIO AMPLIFIERS* [online]. Dennis R. Grimwood, 2017 [cit. 2020-06-31]. Dostupné z: <http://www.oestex.com/tubes/ulo.html>
- [11] *MISA ELECTRONICS: Katodový kondenzátor* [online]. Plzeň [cit. 2020-06-31]. Dostupné z: <https://www.misael.cz/clanky/katodovy-kondenzator/>
- [12] SPŠE – *slaboproud* [online]. Plzeň: Mgr. Stanislav Moravec, 2001 [cit. 2020-06-31]. Dostupné z: <http://moryst.sweb.cz/>
- [13] AMATÉRSKÉ RÁDIO: *Pro konstruktéry*. Praha: MAGNET, 1978, XXVII(3b). ISSN 0322-9572.
- [14] HLAVÁČEK, Petr. *NF výkonové zesilovače*. Kutná Hora, 2010. Skripta k předmětu Elektrotechnika. SPŠ, VOŠ a JŠ Kutná Hora.
- [15] *Nastavení gramofonu* [online]. Praha: Phono, 2017 [cit. 2020-06-31]. Dostupné z: <https://www.phono.cz/>

- [16] MM versus MC [online]. Hlučín: Hi-Fi market, 2017 [cit. 2020-06-31].
Dostupné z: <https://www.hifimarket.cz/mm-versus-mc-a221>
- [17] *Předzesilovač pro gramofon* [online]. Praha: Jaroslav Belza, 2000
[cit. 2020-06-31]. Dostupné z: <http://www.belza.cz/audio/phono.htm>
- [18] *Radau5's Vacuum Tube Site* [online]. Baden: Tosen, 2001 [cit. 2020-06-31].
Dostupné z: <http://www.radau5.ch/valves.html>
- [19] *Toroidní transformátor* [online]. Heřmanův městec: JK-ELTRA, 2018
[cit. 2020-06-31]. Dostupné z: <https://www.jkeltra.cz/>
- [20] *LT1084IT: Low Dropout Positive Adjustable Regulator* [online]. USA: Analog
Devices, 2018 [cit. 2020-06-31]. Dostupné z:
<http://www.analog.com/en/products/power-management/ldo-linear-regulators/positive-linear-regulators/lt1083.html?domain=www.linear.com#product-overview>
- [21] *ECC82: Twin Triode* [online]. Slovensko: JJ Electronic, 2018 [cit. 2020-06-31].
Dostupné z: <https://www.jj-electronic.com/en/ecc82-12au7>
- [22] *EL34: Beam Pentode* [online]. Slovensko: JJ Electronic, 2018 [cit. 2020-06-31].
Dostupné z: <https://www.jj-electronic.com/en/el34>
- [23] 1650FA. *"Classic" Push-Pull, Ultra-Linear Tube Output* [online]. Canada:
Hammond Mfg Co, 2013 [cit. 2020-06-31]. Dostupné z:
<http://www.hammondmfg.com/1650.htm>
- [24] ŠMOTEK, J. *Mikrokontrolérem řízený grafický ekvalizér* Brno: Vysoké učení
technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 54
s., 13 s. příloh. Vedoucí bakalářské práce Ing. Martin Dušek.
- [25] *Atiny26: 8-bit AVR Microcontroller* [online].
USA: JJ Atmel, 2010 [cit. 2020 06 31]. Dostupné z:
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/1477S.pdf>
- [26] BLENCOWE, Merlin. *Design Valve Preamps for Guitar and Bass – Second
Edition*. Wem Publishing, 2012. ISBN 978-0-9561545-2-1.
- [27] *ECC83: Twin Triode* [online]. Slovensko: JJ Electronic, 2018 [cit. 2020-06-31].
Dostupné z: <https://www.jj-electronic.com/en/ecc83-12ax7>

SEZNAM OBRÁZKŮ

| | |
|---|----|
| Obr. 1 - Schématická značka triody | 8 |
| Obr. 2 - Převodní a anodová charakteristika triody | 9 |
| Obr. 3 - Schématická značka pentody | 9 |
| Obr. 4 - Převodní a anodová charakteristika pentody | 10 |
| Obr. 5 - Záznamová charakteristika | 16 |
| Obr. 6 - Průběh záznamové a RIAA charakteristiky | 17 |
| Obr. 7 - Schéma korekčního předzesilovače | 19 |
| Obr. 8 - Převodní a anodové charakteristiky elektronky ECC82 | 20 |
| Obr. 9 - Malosignálový model kaskodové části korekčního předzesilovače | 21 |
| Obr. 10 - Zapojení katodového sledovače a jeho malosignálový model | 23 |
| Obr. 11 - Schéma pasivní RIAA korekce | 25 |
| Obr. 12 - Průběhy teoretických a simulovaných RIAA charakteristik | 28 |
| Obr. 13 - Zapojení elektronky se společnou katodou a její malosignálový model | 28 |
| Obr. 14 - Schéma předzesilovače | 32 |
| Obr. 15 – Zesílení invertoru pro různé R_K | 36 |
| Obr. 16 - Simulace výstupních signálů invertoru pro různé hodnoty R_{A1} | 37 |
| Obr. 17 – Simulovaná frekvenční charakteristika předzesilovače | 38 |
| Obr. 18 - Schéma koncového stupně | 39 |
| Obr. 19 – Porovnání triodového, pentodového a ultralinearního zapojení | 40 |
| Obr. 20 – Grafické řešení pracovního bodu koncového stupně | 41 |
| Obr. 21 - Zjednodušené schéma pásmového filtru | 43 |
| Obr. 22 - Schéma syntetické indukčnosti | 43 |
| Obr. 23 - Schéma ekvalizéru pro jeden kanál | 46 |
| Obr. 24 - Simulace přenosové charakteristiky ekvalizéru pro různá nastavení | 47 |
| Obr. 25 - Vývojový diagram programu mikroprocesoru | 48 |
| Obr. 26 - Pinout mikroprocesoru ATtiny26 | 49 |
| Obr. 27 - Schéma zapojení mikroprocesoru | 50 |
| Obr. 28 - Schéma zdroje anodového napětí | 51 |
| Obr. 29 - Simulace výstupního napětí na výstupním proudu anodového zdroje | 52 |
| Obr. 30 - Schéma zapojení žhavicího zdroje 12,6 V | 53 |
| Obr. 31 - Schéma zapojení zdroje 5 V | 54 |
| Obr. 32 - Schéma zapojení zdroje ± 15 V | 54 |

SEZNAM TABULEK

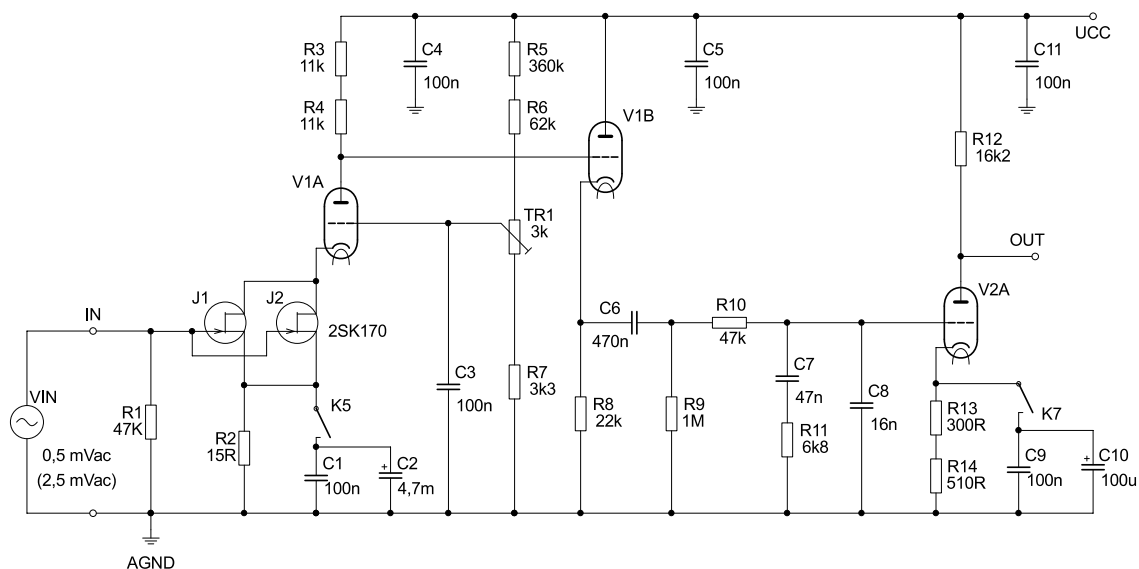
| | |
|---|----|
| Tab. 1 - Parametry elektronky ECC82..... | 18 |
| Tab. 2 - Teoretické a simulované RIAA charakteristiky | 27 |
| Tab. 3 - Přehled hodnot zisků a výstupních napětí korekčního předzesilovače v závislosti na typu přenosky a stavu kontaktů K5 a K7 | 30 |
| Tab. 4 - Parametry elektronky ECC83..... | 35 |
| Tab. 5 - Parametry elektronky EL34 | 39 |
| Tab. 6 – Vliv zaokrouhlování na vlastnosti pásmových propustí ekvalizéru | 46 |
| Tab. 7 - Přehled hodnot napájecích napětí a návrh vinutí transformátoru..... | 55 |

SEZNAM PŘÍLOH

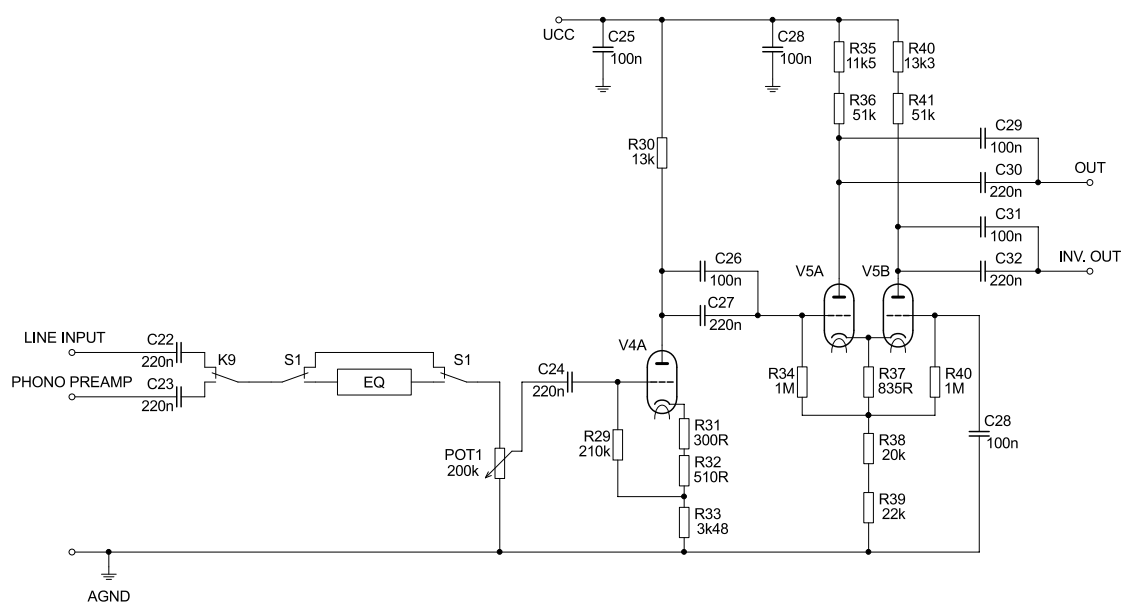
| | | |
|----------|--|-----------|
| A | Obvodová zapojení | 64 |
| A.1 | Korekční předzesilovač..... | 64 |
| A.2 | Předzesilovač | 64 |
| A.3 | Koncový stupeň | 65 |
| A.4 | Ekvalizér | 65 |
| A.5 | Mikroprocesor..... | 66 |
| A.6 | Zdroj anodového napětí 430 V | 66 |
| A.7 | Zdroje žhavení 6,3 V a 12,6 V..... | 67 |
| A.8 | Zdroje napětí 5 V, 12 V a ± 15 V | 67 |
| B | DeskY plošných spojů a osazovací schéma | 69 |
| B.1 | Osazovací plánec | 69 |
| B.2 | Horní strana DPS | 70 |
| B.3 | Spodní strana DPS | 71 |
| C | Fotografie finálního výrobku | 72 |

A OBVODOVÁ ZAPOJENÍ

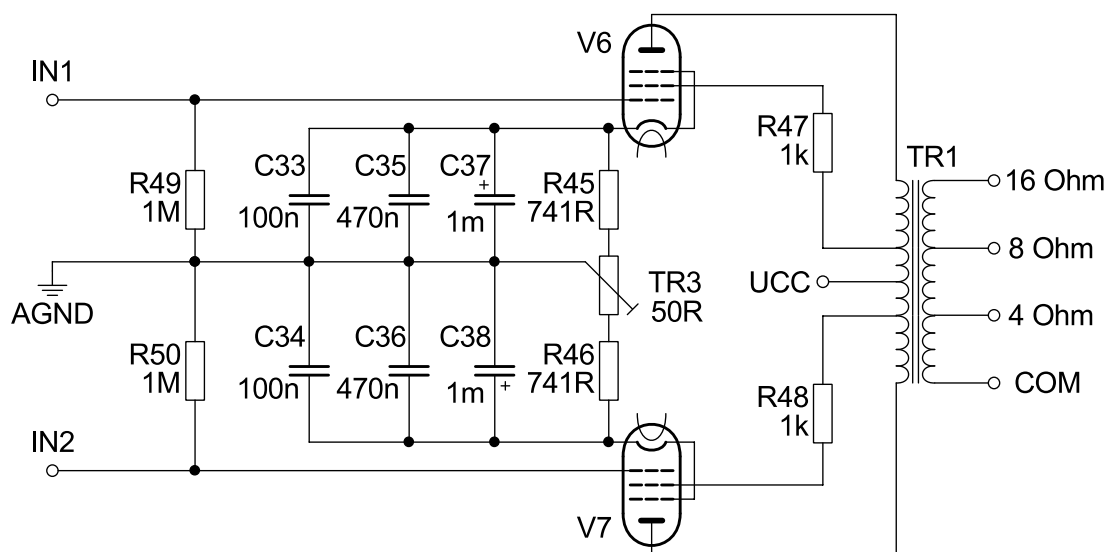
A.1 Korekční předzesilovač



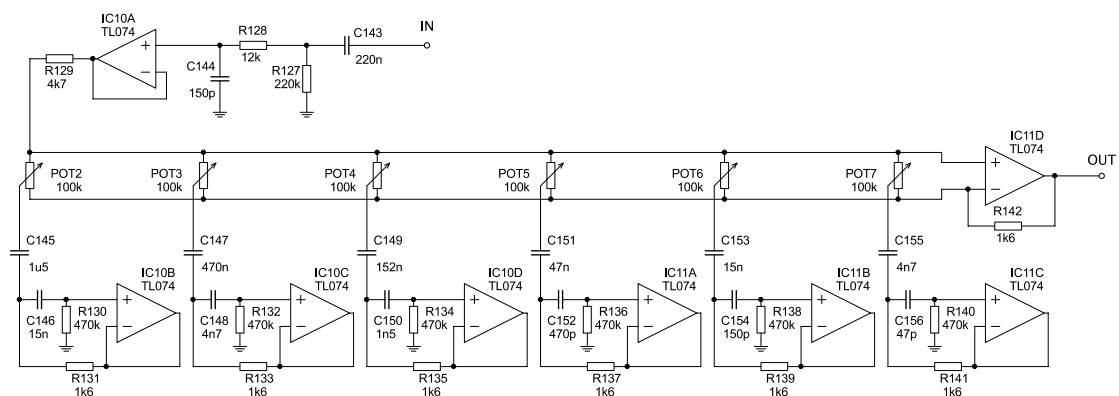
A.2 Předzesilovač



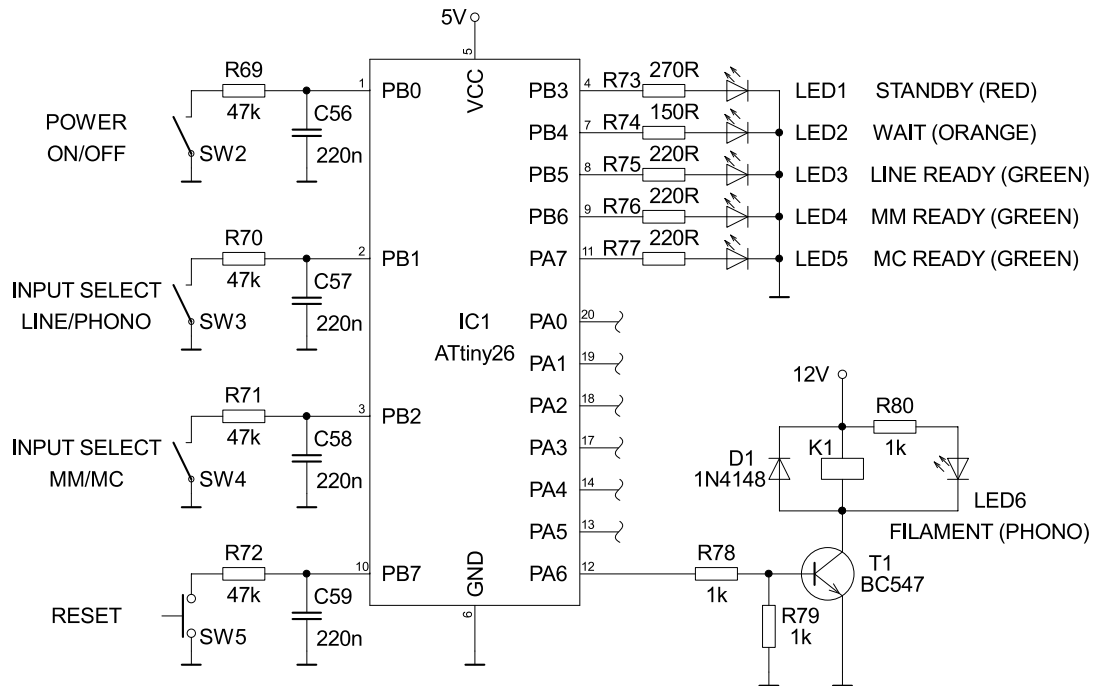
A.3 Koncový stupeň



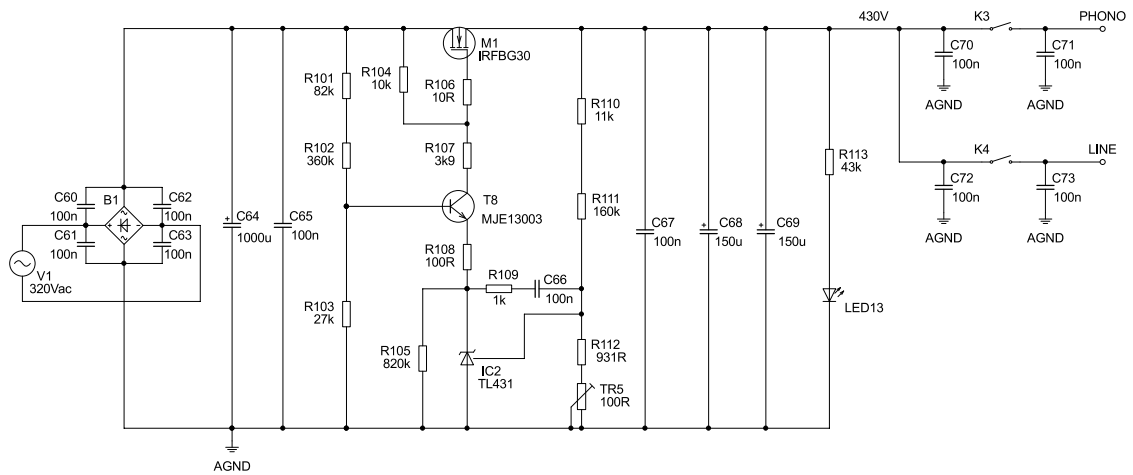
A.4 Ekvalizér



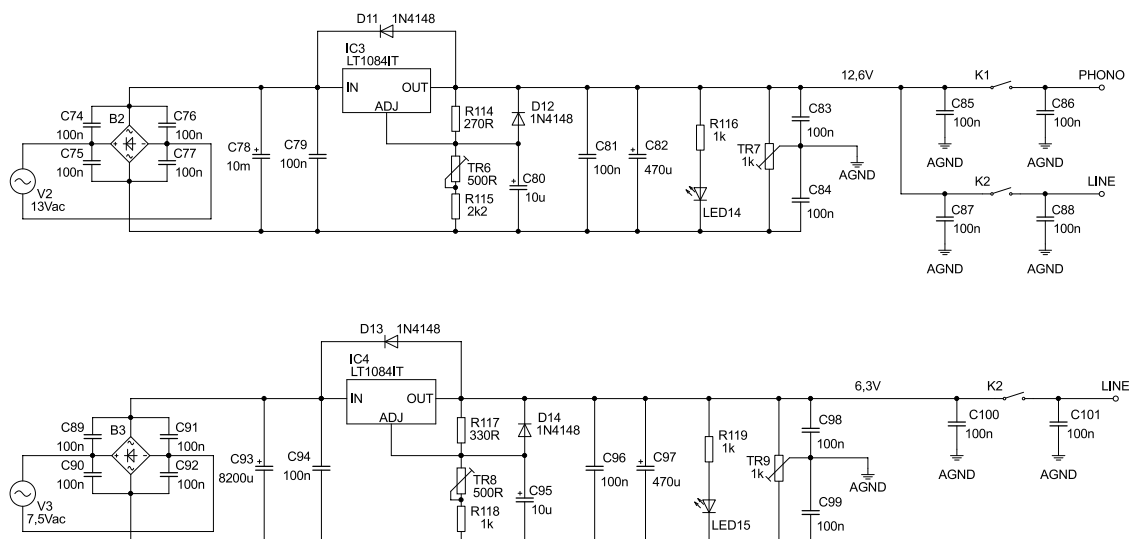
A.5 Mikroprocesor



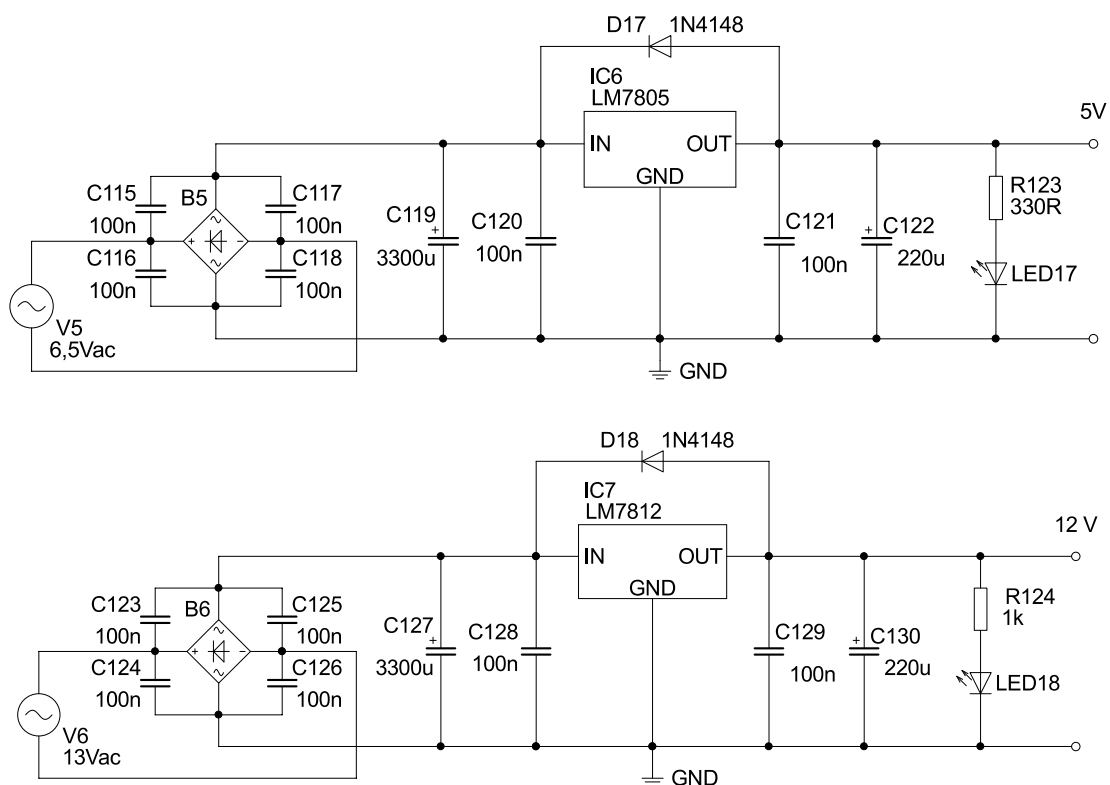
A.6 Zdroj anodového napětí 430 V

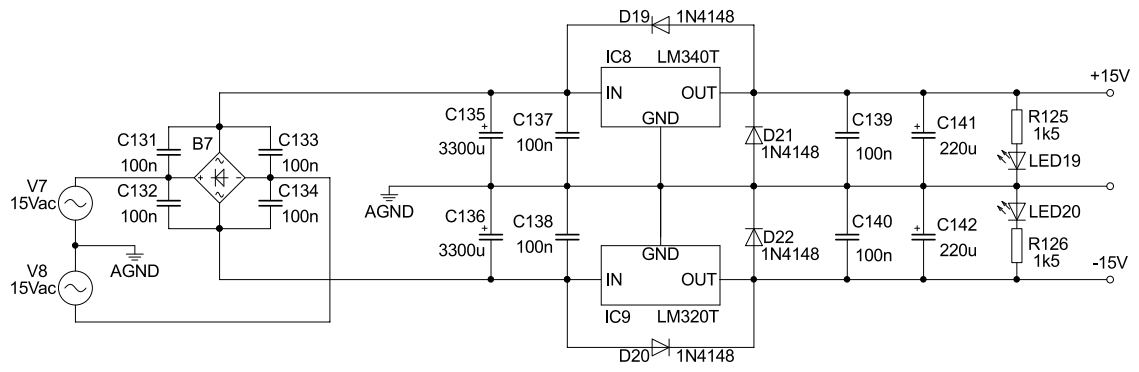


A.7 Zdroje žhavení 6,3 V a 12,6 V



A.8 Zdroje napětí 5 V, 12 V a ± 15 V

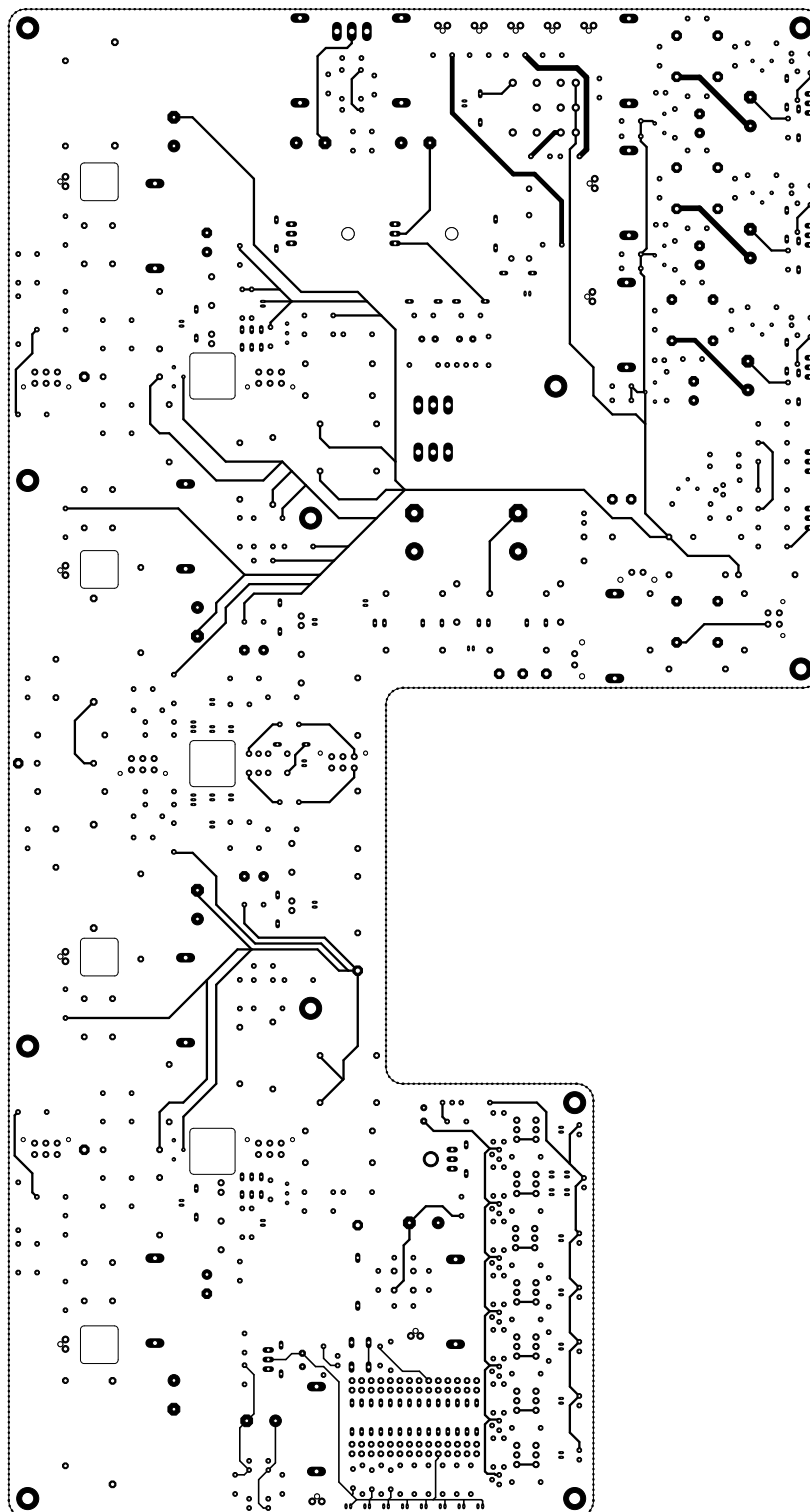




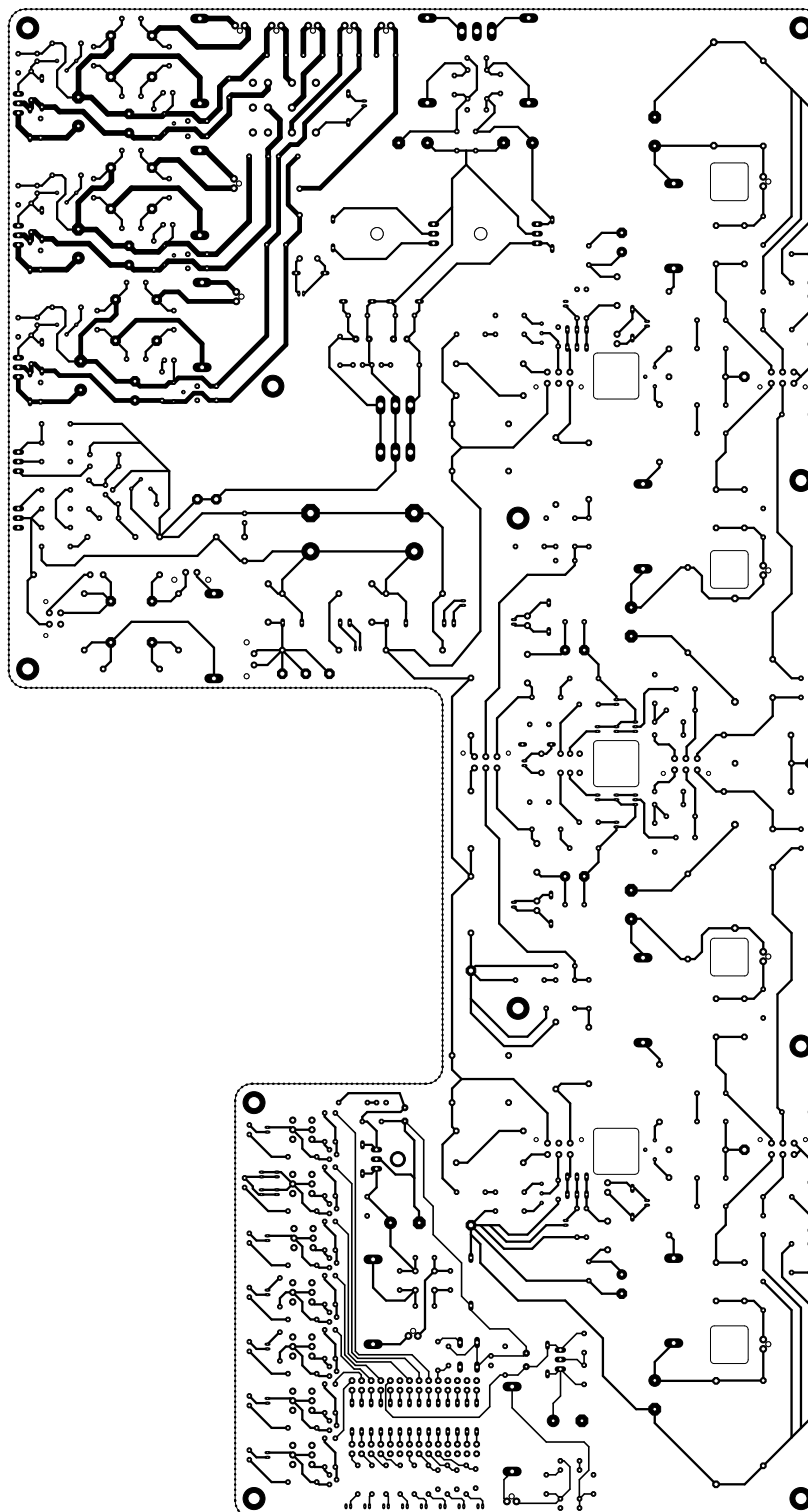
B.1 Osazovací plánec



B.2 Horní strana DPS



B.3 Spodní strana DPS



C FOTOGRAFIE FINÁLNÍHO VÝROBKU



